

THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re the Application of : Syouji OHISHI

Filed : Concurrently herewith

For : DEMODULATION APPARATUS, BROADCASTING...

Serial No. : Concurrently herewith

#2
Jc971 U.S. PTO
09/907002
07/17/01

July 17, 2001

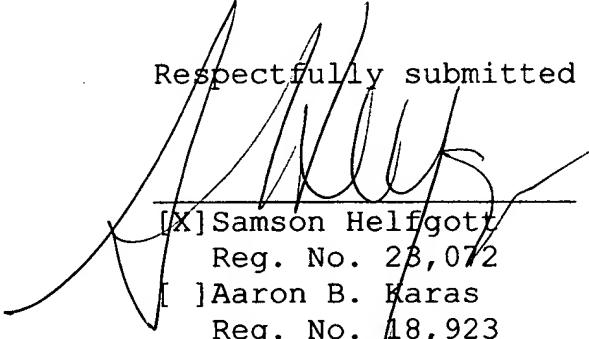
Assistant Commissioner of Patents
Washington, D.C. 20231

SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT

S I R:

Attached herewith is Japanese Patent Application No.
2000-355106 of November 22, 2000 whose priority has been claimed
in the present application.

Respectfully submitted


[X] Samson Helfgott
Reg. No. 28,072
[] Aaron B. Karas
Reg. No. 18,923

HELFGOTT & KARAS, P.C.
60th FLOOR
EMPIRE STATE BUILDING
NEW YORK, NY 10118
DOCKET NO.: FUJR 18.849
BHU:priority

Filed Via Express Mail
Rec. No.: EL639693613US
On: July 17, 2001
By: Brendy Lynn Belony

Any fee due as a result of this paper, not covered
by an enclosed check may be charged on Deposit Acct.
No. 08-1634.

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

1c971 U.S. PTO
09/907002
07/17/01

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed
with this Office

出願年月日
Date of Application:

2000年11月22日

出願番号
Application Number:

特願2000-355106

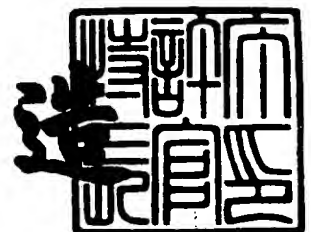
出願人
Applicant(s):

富士通株式会社

2001年 5月25日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及川耕造



【書類名】 特許願

【整理番号】 0001098

【提出日】 平成12年11月22日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04L 29/02

【発明の名称】 復調装置、放送システム及び放送受信装置

【請求項の数】 9

【発明者】

 【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

 【氏名】 大石 昇治

【特許出願人】

 【識別番号】 000005223

 【氏名又は名称】 富士通株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100092152

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 服部 毅巖

 【電話番号】 0426-45-6644

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 009874

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

 【物件名】 要約書 1

 【包括委任状番号】 9705176

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 復調装置、放送システム及び放送受信装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 変調信号の復調を行う復調装置において、

変調された入力信号の同期検波を行った後に、A/D変換をして、位相軸に対応したデジタル信号を生成するデジタル信号生成手段と、

シンボルレートにもとづいて設定された周波数補正值を出力する周波数補正值出力手段と、

前記周波数補正值にもとづいて、前記デジタル信号に周波数オフセットを与えて周波数補正信号を生成する周波数補正手段と、

前記周波数補正信号のシンボルタイミングを抽出して、タイミング再生を行うタイミング再生手段と、

前記タイミング再生手段によって得られたシンボルからC/Nを検出するC/N検出手段と、

前記C/Nが最も高い値の時の周波数補正值を最適周波数補正值とする最適周波数補正值決定手段と、

前記最適周波数補正值により周波数補正及びタイミング再生された信号の周波数ずれを最終的に補正してキャリア再生を行うキャリア再生手段と、

キャリア再生後のシンボルのエラー訂正を行い、ユニークワードを検出する同期検出手段と、

を有することを特徴とする復調装置。

【請求項 2】 前記C/N検出手段は、キャリア引き込み制御を行う場合には、前記周波数ずれに依存しているシンボルからC/Nを検出し、キャリア引き込み後は、前記周波数ずれに依存しないシンボルからC/Nを検出することを特徴とする請求項 1 記載の復調装置。

【請求項 3】 前記C/N検出手段は、シンボルの振幅方向のばらつきをもとに前記C/Nを検出することを特徴とする請求項 1 記載の復調装置。

【請求項 4】 前記周波数補正值出力手段は、前記キャリア再生手段の引き込み範囲より小さい周波数に相当する値で周波数補正值を更新することを特徴と

する請求項 1 記載の復調装置。

【請求項 5】 前記周波数補正值出力手段は、前記キャリア再生手段の引き込み範囲より大きい周波数に相当する値で周波数補正值を更新することを特徴とする請求項 1 記載の復調装置。

【請求項 6】 引き込み範囲以上の前記周波数補正值により決定した最適周波数補正值により周波数補正及びタイミング再生された信号と、前記キャリア再生手段の引き込み範囲とのずれを検出する、ずれ検出手段をさらに有することを特徴とする請求項 5 記載の復調装置。

【請求項 7】 前記周波数補正值出力手段は、前記最適周波数補正值が決定するまでは、前記キャリア再生手段の引き込み範囲以上の周波数補正值を出力し、前記最適周波数補正值が決定した後は、同期検出信号にもとづいて、前記引き込み範囲より小さい周波数補正值を出力することを特徴とする請求項 1 記載の復調装置。

【請求項 8】 デジタル衛星放送の通信を行う放送システムにおいて、送信すべき信号を変調して変調信号を生成する変調手段と、前記変調信号を無線信号に変換するアップコンバータと、前記無線信号をアンテナを通じて衛星へ向けて送信する送信手段と、から構成される放送送信装置と、

前記衛星から地上へ向けて送信された信号を受信する受信手段と、受信信号の周波数変換を行って、復調すべき信号を生成するダウンコンバータと、前記ダウンコンバータから出力される、送信側で変調された信号の同期検波を行った後に、A/D変換をして、位相軸に対応したデジタル信号を生成するデジタル信号生成手段と、シンボルレートにもとづいて設定された周波数補正值を出力する周波数補正值出力手段と、前記周波数補正值にもとづいて、前記デジタル信号に周波数オフセットを与えて周波数補正信号を生成する周波数補正手段と、前記周波数補正信号のシンボルタイミングを抽出して、タイミング再生を行うタイミング再生手段と、前記タイミング再生手段によって得られたシンボルからC/Nを検出するC/N検出手段と、前記C/Nが最も高い値の時の周波数補正值を最適周波数補正值とする最適周波数補正值決定手段と、前記最適周波数補正值により周波数補正及びタイミング再生された信号の周波数ずれを最終的に補正してキャリア

再生を行うキャリア再生手段と、キャリア再生後のシンボルのエラー訂正を行い、ユニークワードを検出する同期検出手段と、から構成される放送受信装置と、を有することを特徴とする放送システム。

【請求項 9】 デジタル衛星放送で、変調された信号を復調する放送受信装置において、

衛星から地上へ向けて送信された信号を受信する受信手段と、

受信信号の周波数変換を行って、復調すべき信号を生成するダウンコンバータと、

前記ダウンコンバータから出力される、送信側で変調された信号の同期検波を行った後に、A/D変換をして、位相軸に対応したデジタル信号を生成するデジタル信号生成手段と、

シンボルレートにもとづいて設定された周波数補正值を出力する周波数補正值出力手段と、

前記周波数補正值にもとづいて、前記デジタル信号に周波数オフセットを与えて周波数補正信号を生成する周波数補正手段と、

前記周波数補正信号のシンボルタイミングを抽出して、タイミング再生を行うタイミング再生手段と、

前記タイミング再生手段によって得られたシンボルからC/Nを検出するC/N検出手段と、

前記C/Nが最も高い値の時の周波数補正值を最適周波数補正值とする最適周波数補正值決定手段と、

前記最適周波数補正值により周波数補正及びタイミング再生された信号の周波数ずれを最終的に補正してキャリア再生を行うキャリア再生手段と、

キャリア再生後のシンボルのエラー訂正を行い、ユニークワードを検出する同期検出手段と、

を有することを特徴とする放送受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は復調装置、放送システム及び放送受信装置に関し、特に変調信号の復調を行う復調装置、デジタル衛星放送の通信を行う放送システム及びデジタル衛星放送で、変調された信号を復調する放送受信装置に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

デジタル変復調技術の1つにP S K (PhaseShift Keying) がある。P S Kはキャリア（搬送波）のパラメータとして位相を変化させる変調方式であり、衛星通信等の分野で広く使用されている。

【 0 0 0 3 】

図 2 1 は従来のP S K復調機の概略構成を示す図である。P S K復調機4 0 0 は、ローカルオシレータ4 0 1、乗算器4 0 2 a、4 0 2 b、再生部4 0 3、周波数補正值出力部4 0 4、 $\pi/2$ 移相器4 0 5から構成される。

【 0 0 0 4 】

ローカルオシレータ4 0 1は、送信側で変調に用いたキャリアと同一の周波数、同位相の正弦波を発振する。 $\pi/2$ 移相器4 0 5は、ローカルオシレータ4 0 1からの発振信号を $\pi/2$ 移相する。乗算器4 0 2 aは、入力信号とローカルオシレータ4 0 1からの発振信号との積をとる。乗算器4 0 2 bは、入力信号と $\pi/2$ 移相器4 0 5の出力との積をとる。

【 0 0 0 5 】

再生部4 0 3は、乗算器4 0 2 a、4 0 2 bの出力信号の低周波成分を通過させ、A/D変換を施して、位相軸に対応したデジタル信号を生成する。そして、周波数補正值出力部4 0 4から出力される周波数補正值 Δf にもとづいて周波数補正を行う。その後、タイミング再生、キャリア再生を行い、ユニークワード（同期語）を検出する（S Y N Cが“H”の時に同期検出）。ユニークワードが検出されることで、正常な復調制御が行われたことになる。

【 0 0 0 6 】

ここで、P S K復調機4 0 0は、送信側と独立したローカルオシレータ4 0 1を用いているため、周波数及び位相を完全に一致させることは不可能である。したがって、従来では、ユニークワードが検出されるまで、周波数補正值出力部4

04からは段階的に周波数補正值が出力され、再生部403では、受信する周波数補正值毎に、周波数補正、タイミング再生、キャリア再生を行う。このようなフィードバック制御を施すことで、入力信号の復調を行っていた。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、上記のような従来のPSK復調機400では、入力信号の変調周波数と、ローカルオシレータ401が発振する周波数との差が大きい場合、復調するまでに非常に時間がかかり、品質の低下を引き起こすといった問題があった。

【0008】

PSK復調機400の再生部403では、最初、周波数補正值をゼロとして、タイミング再生を行う回路がロックするのに必要な時間 T_{TMAX} 〔s〕待った後、キャリア再生を開始する。さらに、キャリア再生を行う回路がロックするのに必要な時間 T_{CMAX} 〔s〕待った後、ユニークワードの検出を開始する。そして、ユニークワードの検出を行う回路がロックすれば（ロックに必要な時間 T_{FMAX} 〔s〕）、ユニークワードが検出されたことになり、SYNCが“H”となる。

【0009】

SYNCが“L”である場合には、周波数補正值出力部404は、周波数補正值 Δf 〔Hz〕の値を更新して、上記と同様な動作を繰り返す。周波数補正值の更新は通常、 $0 \rightarrow \Delta A \rightarrow -\Delta A \rightarrow 2\Delta A \rightarrow -2\Delta A \rightarrow 3\Delta A \rightarrow -3\Delta A \rightarrow \dots$ というようにシンボルレートにもとづいてあらかじめ設定されている値を順に更新していく。

【0010】

したがって、周波数補正值を更新する周期は、 $T_{TMAX} + T_{CMAX} + T_{FMAX}$ となるため、入力信号とローカルオシレータ401の発振周波数との誤差が大きいと、同期が検出されるまで、 $T_{TMAX} + T_{CMAX} + T_{FMAX}$ の時間を何度も繰り返すことになり、非常に時間がかかってしまう。

【0011】

本発明はこのような点に鑑みてなされたものであり、復調にかかる時間を短縮し、高品質で効率のよい復調制御を行う復調装置を提供することを目的とする。

また、本発明の他の目的は、受信側での復調にかかる時間を短縮し、高品質で効率のよい放送通信を行う放送システムを提供することである。

【0012】

さらに、本発明の他の目的は、復調にかかる時間を短縮し、高品質で効率のよい放送受信制御を行う放送受信装置を提供することである。

【0013】

【課題を解決するための手段】

本発明では上記課題を解決するために、図1に示すような、変調信号の復調を行う復調装置20において、変調された入力信号の同期検波を行った後に、A/D変換をして、位相軸に対応したデジタル信号を生成するデジタル信号生成手段21と、シンボルレートにもとづいて設定された周波数補正值を出力する周波数補正值出力手段22と、周波数補正值にもとづいて、デジタル信号に周波数オフセットを与えて周波数補正信号を生成する周波数補正手段23と、周波数補正信号のシンボルタイミングを抽出して、タイミング再生を行うタイミング再生手段24と、タイミング再生手段24によって得られたシンボルからC/Nを検出するC/N検出手段25と、C/Nが最も高い値の時の周波数補正值を最適周波数補正值とする最適周波数補正值決定手段26と、最適周波数補正值により周波数補正及びタイミング再生された信号の周波数ずれを最終的に補正してキャリア再生を行うキャリア再生手段27と、キャリア再生後のシンボルのエラー訂正を行い、ユニークワードを検出する同期検出手段28と、を有することを特徴とする復調装置20が提供される。

【0014】

ここで、デジタル信号生成手段21は、変調された入力信号の同期検波を行った後に、A/D変換をして、位相軸に対応したデジタル信号を生成する。周波数補正值出力手段22は、シンボルレートにもとづいて設定された周波数補正值を出力する。周波数補正手段23は、周波数補正值にもとづいて、デジタル信号に周波数オフセットを与えて周波数補正信号を生成する。タイミング再生手段24は、周波数補正信号のシンボルタイミングを抽出して、タイミング再生を行う。C/N検出手段25は、タイミング再生手段24によって得られたシンボルから

C/Nを検出する。最適周波数補正值決定手段26は、C/Nが最も高い値の時の周波数補正值を最適周波数補正值とする。キャリア再生手段27は、最適周波数補正值により周波数補正及びタイミング再生された信号の周波数ずれを最終的に補正してキャリア再生を行う。同期検出手段28は、キャリア再生後のシンボルのエラー訂正を行い、ユニークワードを検出する。

【0015】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態を図面を参照して説明する。図1は本発明の復調装置の原理図である。復調装置20は、変調信号の復調を行う。なお、n相PSK変調された信号の復調を行うものとして以降説明する。

【0016】

デジタル信号生成手段21は、ローカルオシレータ210a、 $\pi/2$ 移相器210b、乗算器211a、211b、LPF（ローパスフィルタ）212a、212b、A/D（アナログ/デジタル）変換器213a、213bから構成される。

【0017】

ローカルオシレータ210aは、送信側で変調に用いたキャリアと同一の周波数、同位相の正弦波を発振する。 $\pi/2$ 移相器210bは、ローカルオシレータ210aからの発振信号を $\pi/2$ 移相する。乗算器211aは、入力信号とローカルオシレータ210aからの発振信号との積をとる。乗算器211bは、入力信号と $\pi/2$ 移相器210bの出力との積をとる。

【0018】

LPF212a、212bは、乗算器211a、211bの出力信号の低周波成分を通過させる。A/D変換器213a、213bは、LPF212a、212bのそれぞれの出力にA/D変換を施して、I軸、Q軸の位相軸に対応したデジタル信号を生成する。このように、デジタル信号生成手段21は、n相PSK変調信号を準同期直交検波して、デジタル化したI軸チャネル及びQ軸チャネルの信号を出力する。

【0019】

周波数補正值出力手段 2 2 は、シンボルレートにもとづいて設定された周波数補正值 Δf [Hz] ($0 \rightarrow \Delta A_1 \rightarrow -\Delta A_1 \rightarrow 2\Delta A_1 \rightarrow -2\Delta A_1 \rightarrow 3\Delta A_1 \rightarrow -3\Delta A_1 \rightarrow \dots$) を出力するシーケンサである。 ΔA_1 は、後述のキャリア再生手段 2 7 の引き込み動作（周波数ずれの状態から、制御されて周波数ずれがない状態に移行する動作）範囲より小さい値である。また、シンボルとは、“0”、“1” の情報を表す信号波形のことをいい、その情報の持続時間を T とすれば、 $1/T$ がシンボルレートである。

【0 0 2 0】

周波数補正手段 2 3 は、周波数補正值 Δf にもとづいて、I、Qチャネルのデジタル信号に周波数オフセットを与えて周波数補正信号を生成する。タイミング再生手段 2 4 は、周波数補正信号から情報を取り出すためのシンボルタイミングを、シンボルレートにもとづいて抽出してタイミング再生を行う。

【0 0 2 1】

C/N (Carrier/Noise) 検出手段 2 5 は、タイミング再生手段 2 4 によって得られたシンボルから C/N を検出する。最適周波数補正值決定手段 2 6 は、 C/N の値をモニタしながらスイープして、 C/N の最大値に対応する周波数補正值を最適周波数補正值 Δf_{MAX} とする。

【0 0 2 2】

キャリア再生手段 2 7 は、最適周波数補正值 Δf_{MAX} により周波数補正及びタイミング再生された信号の周波数ずれを最終的に補正してキャリア再生を行う。すなわち、周波数補正手段 2 3 では、最適周波数補正值 Δf_{MAX} によりデジタル信号生成手段 2 1 からの出力を周波数補正して周波数補正信号を生成する。タイミング再生手段 2 4 は、その周波数補正信号をタイミング再生する。この段階でタイミング再生手段 2 4 からの出力は、キャリア再生手段 2 7 の引き込み範囲内にあるため、キャリア再生手段 2 7 は、引き込み処理を行ってシンボル信号の周波数ずれを最終的に補正する。

【0 0 2 3】

同期検出手段 2 8 は、キャリア再生後のシンボルのエラー訂正を行い、フレーム内部のユニークワードを検出する。

図2、図3は復調装置20の動作を示すフローチャートである（復調装置20を第1の実施の形態とする）。

〔S1〕周波数補正手段23の周波数補正量 Δf を引き込み範囲の下限值 $-A_{MAX}$ に設定する。

【0024】

〔S2〕タイミング再生手段24のロック時間を確保するためのタイマの初期化を行う。

〔S3〕タイミング再生を行う。

【0025】

〔S4〕タイミング再生がロックするために必要な時間が経過したかどうかを判断し、経過していればステップS6へ行き、経過していなければステップS5へ行く。

〔S5〕タイマのカウントアップを行う。

【0026】

〔S6〕C/N検出手段25がC/Nを検出するための時間を確保するためのタイマの初期化を行う。

〔S7〕C/N検出を行う。

【0027】

〔S8〕C/N検出手段25がC/Nを検出するために必要な時間が経過したかどうかを判断し、経過していればステップS10へ行き、経過していなければステップS9へ行く。

〔S9〕タイマのカウントアップを行う。

【0028】

〔S10〕現在のC/Nモニタの値を読み取り、これまでに読んだC/Nモニタ値の中で最大の値であれば Δf_{MAX} を現在の Δf （周波数補正手段23の周波数補正量）に更新し、これまでに読んだC/Nモニタ値の中で最大の値でなければ Δf_{MAX} の更新は行なわない。

〔S11〕周波数補正手段23の周波数補正量 Δf が引き込み範囲の上限値 A_{MAX} に達したかどうかを判断し、達していればステップS13へ行き、達していな

ければステップ S 1 2 へ行く。

【 0 0 2 9 】

〔 S 1 2 〕 周波数補正手段 2 3 の周波数補正量 Δf の値を大きくする。

〔 S 1 3 〕 周波数補正手段 2 3 は、周波数補正值 Δf を Δf_{MAX} に更新する。

〔 S 1 4 〕 タイミング再生手段 2 4 のロック時間を確保するためのタイマの初期化を行う。

【 0 0 3 0 】

〔 S 1 5 〕 タイミング再生を行う。

〔 S 1 6 〕 タイミング再生がロックするために必要な時間が経過したかどうかを判断し、経過していればステップ S 1 8 へ行き、経過してなければステップ S 1 7 へ行く。

【 0 0 3 1 】

〔 S 1 7 〕 タイマのカウントアップを行う。

〔 S 1 8 〕 キャリア再生手段 2 7 のロック時間を確保するためのタイマの初期化を行う。

〔 S 1 9 〕 キャリア再生を行う。

【 0 0 3 2 】

〔 S 2 0 〕 キャリア再生がロックするために必要な時間が経過したかどうかを判断し、経過していればステップ S 2 2 へ行き、経過してなければステップ S 2 1 へ行く。

【 0 0 3 3 】

〔 S 2 1 〕 タイマのカウントアップを行う。

〔 S 2 2 〕 フレーム検出のロック時間を確保するためのタイマの初期化を行う。

〔 S 2 3 〕 フレーム検出を行う。

【 0 0 3 4 】

〔 S 2 4 〕 フレーム検出がロックするために必要な時間が経過したかどうかを判断し、経過していれば終了し、経過してなければステップ S 2 5 へ行く。

〔 S 2 5 〕 タイマのカウントアップを行う。

【 0 0 3 5 】

次にキャリア再生手段 2 7 の構成について説明する。図 4 はキャリア再生手段 2 7 の構成を示す図である。複素乗算器 2 7 a は、 $\sin \theta$ 、 $\cos \theta$ 生成器 2 7 e の出力により、シンボルを θ [rad] 回転させる。位相比較器 2 7 b は、複素乗算器 2 7 a の出力の位相差を計算する。

【 0 0 3 6 】

ループフィルタ 2 7 c は、位相比較器 2 7 b の出力を平滑化する。数値制御発振器 2 7 d は、ループフィルタ 2 7 c の出力値に応じて発振する。 $\sin \theta$ 、 $\cos \theta$ 生成器 2 7 e は、数値制御発振器 2 7 d の値に応じて、 $\sin \theta$ 及び $\cos \theta$ の値を生成する。

【 0 0 3 7 】

次にキャリアの周波数ずれ（以下、キャリアずれと呼ぶ）と、シンボルの分布関係について説明する。図 5 ～ 図 8 はキャリアずれに依存しているタイミング再生手段 2 4 の出力のコンスタレーションを示す図である。なお、図中、色が濃いほど、シンボル点の存在数が高いことを示している。

【 0 0 3 8 】

キャリアずれが非常に小さい場合は、ほとんどのシンボル点が円上に乗るが（図 5）、キャリアずれが大きくなるにつれてシンボル点の円上からのぼらつきが大きくなり（図 6）、さらに、キャリアずれがシンボル周波数の $1/4$ を超えたあたりから、シンボル点が円上に乗らなくなる（図 7）。そして、さらにずれが大きくなって、キャリアずれがシンボル周波数の $1/2$ を超えると、準同期直交検波の出力のベースバンド成分が無くなるために、シンボル点が原点付近に集中する（図 8）。

【 0 0 3 9 】

図 9 はコンスタレーション上でのキャリアずれと C/N の関係を示す図である。図のコンスタレーション上で、半径 r の円がシンボル周波数の基準振幅とする。そして、タイミング再生手段 2 4 から、シンボル振幅が半径 r_a のシンボルが出力されたとする。

【 0 0 4 0 】

この場合、基準振幅とシンボル振幅の差分の絶対値 d ($= |r - r_a|$) がノ

イズによって生じた振幅のずれ量である。そして、基準振幅とシンボル振幅との差分の絶対値を、一定のシンボル数分算出して累積した累積値を求めれば、その累積値はキャリアとノイズの比率を表す C/N に対応する。

【 0 0 4 1 】

具体的には、累積値が大きければ、ノイズの影響を強く受けてキャリアずれが大きく C/N の値は小さくなる。また、累積値が小さければ、ノイズの影響が少なくキャリアずれが小さいので C/N の値は大きくなる。

【 0 0 4 2 】

図 1 0 は C/N 検出手段 2 5 の構成例を示す図である。振幅演算器 2 5 a は、タイミング再生手段 2 4 から出力される I 、 Q の信号から、シンボル振幅 $(I^2 + Q^2)^{0.5}$ を計算する。差分算出器 2 5 b は、基準振幅とシンボル振幅との差分値を求める。絶対値演算器 2 5 c は、差分値の絶対値を求める。

【 0 0 4 3 】

カウンタ 2 5 d は、1 シンボル周期ごとに 1 ずつカウントして、カウント値が例えば、5 0 0 0 0 を超えたときに 0 に戻るカウンタである。比較器 2 5 e は、カウント値が 5 0 0 0 0 であるか調べ、5 0 0 0 0 であれば“H”（更新パルス）を出力し、そうでなければ“L”（リセットパルス）を出力する。

【 0 0 4 4 】

ラッチ 2 5 f は、入力信号を 1 シンボル分遅延させ、累積加算器 2 5 g へのリセットをかける。累積加算器 2 5 g は、入力の値を逐次加算していき、リセットパルスが入力されたときに値がゼロとなる。

【 0 0 4 5 】

ラッチ 2 5 h は、更新パルスが“H”となったときの値を保持する。ビット反転器 2 5 i は、入力のビットを反転して C/N 情報を出力する。

上記の回路構成では、基準振幅とシンボル振幅との絶対値が 5 0 0 0 0 シンボル分累積され、5 0 0 0 0 シンボルごとに値が更新される。また、図 4 ～図 8 で上述したように、キャリアずれが大きいほど振幅方向のばらつきが大きくなるので、累積加算器 2 5 g の値は大きくなる。逆にキャリアずれが小さいほど振幅方向のばらつきが小さくなるので、累積加算器 2 5 g の値は小さくなる。

【0046】

したがって、累積加算器 25 g の出力段にビット反転器 25 i を設けて、キャリアずれが大きければ、ビット反転器 25 i の出力値である C/N が小さくなるようにし、キャリアずれが小さければ、ビット反転器 25 i の出力値である C/N が大きくなるようにしている。

【0047】

図 11 はキャリアずれと C/N 検出回路の出力との関係のシミュレーション結果を示す図である。図 10 の回路に、シンボル周波数 = 1 MHz の QPSK 変調信号をタイミング再生した際の信号を入力したシミュレーション結果を示している。縦軸に C/N モニタ値 [dB]、横軸にキャリアずれ [MHz] をとる。

【0048】

図から、キャリアずれがゼロのところでは、 C/N が最も高い値を示すことがわかる。また、低 C/N において出力の凸部の幅がシンボル周波数の $1/2$ 程度あることがわかる。したがって、この C/N モニタを用いてキャリアずれを検出する際には、シンボル周波数の $1/2$ 以下の幅で周波数スキップを行う必要がある。

【0049】

次に第 1 の実施の形態の動作イメージについて説明する。図 12 は第 1 の実施の形態の動作イメージを示す図である。横軸に周波数をとる。また、周波数 f_0 を、キャリア再生手段 27 が最終的に合わせるべき周波数とし、引き込み範囲を図の H とする。

【0050】

第 1 の実施の形態では、周波数補正值 Δf (H よりも小さい値) を順に更新していく。この場合、図のような状態では、ポイント P_a が最も C/N 値が高い値となり、ポイント P_a の周波数 f_{pa} が最適周波数補正值となる。

【0051】

また、最適周波数補正值 f_{pa} と周波数 f_0 とのずれ Δh_a は、キャリア再生手段 27 の引き込み範囲 H 内にある。このため、キャリア再生手段 27 が引き込むことができ、周波数ずれの最終補正を行ってキャリア再生を行う。

【 0 0 5 2 】

ここで、従来の技術では、周波数補正值 Δf の更新にかかる時間が長かった。すなわち、周波数補正值を1回更新するのに、タイミング再生→キャリア再生→同期検出の処理を経て、同期が検出されていないことを認識した後に、周波数補正值の更新を行っていた。

【 0 0 5 3 】

したがって、周波数補正值を1回更新するのに、タイミング再生ロック時間とキャリア再生ロック時間とユニークワード検出時間との合計時間($T_{TMAX} + T_{CMAX} + T_{FMAX}$)がかかるために、引き込み範囲内まで周波数を補正するのに非常に時間がかかっていた。

【 0 0 5 4 】

一方、本発明の第1の実施の形態では、まず、C/N検出を行ってC/Nの最大値を見つけることで、キャリア再生手段27が引き込める周波数 f_{pa} を検出している。したがって、周波数補正值を1回更新するのにかかる時間は、タイミング再生ロック時間とC/N検出時間だけである。このため、従来と周波数補正值の更新回数は同じだが、更新時間が短いために（スキップ周期が短い）、従来と比べて短時間で復調することが可能になる。

【 0 0 5 5 】

以上説明したように、本発明では、各々の周波数補正值 Δf によって周波数補正されてタイミング再生されたシンボル周波数に対してC/Nを検出し、検出したC/NをスイープしてC/Nが最大となる値を検出する。そして、C/Nが最大となった時の周波数補正值を最適周波数補正值 Δf_{MAX} とすれば、その最適周波数補正值 Δf_{MAX} で周波数補正されてタイミング再生されたシンボル周波数は、最もキャリアずれの少ない信号と判断できる。また、その信号にわずかに残るキャリアずれは、キャリア再生手段27の引き込み範囲内にあるため、キャリア再生手段27が補正できる。

【 0 0 5 6 】

なお、上記の説明では、C/Nの値をモニタしながらスイープして、C/Nの最大値に対応する周波数補正值を最適周波数補正值とする最適周波数補正值決定

手段 2 6 を、1 つの構成要素として図 1 に示したが、周波数補正值出力手段 2 2 または C/N 検出手段 2 5 の少なくとも一方に、最適周波数補正值決定手段 2 6 の機能を含む構成にしてもよい。

【0 0 5 7】

次に第 2 の実施の形態の復調装置について説明する。図 1 3 は第 2 の実施の形態の構成を示す図である。図 1 と同じ構成要素には同符号を付けて構成要素の説明は省略する。

【0 0 5 8】

第 2 の実施の形態である復調装置 2 0 a に対し、周波数補正值出力手段 2 2 - 1 の周波数スキップ量は、第 1 の実施の形態で出力していた周波数補正值の周波数スキップ量よりも値が大きい。すなわち、第 1 の実施の形態で用いたキャリア再生手段 2 7 の引き込み範囲以上の周波数スキップ量で周波数補正值の値が変化する。

【0 0 5 9】

ずれ検出手段 2 9 a は、引き込み範囲以上の周波数スキップにより決定した最適周波数補正值により、周波数補正及びタイミング再生された信号から周波数ずれを検出する。

【0 0 6 0】

キャリア再生手段 2 7 - 1 は、ずれ検出手段 2 9 a で検出されたずれ量を受信して、引き込み範囲を広くして、キャリアの周波数ずれ補正を行ってキャリア再生を行う。

【0 0 6 1】

図 1 4 は第 2 の実施の形態のキャリア再生手段 2 7 - 1 の構成を示す図である。図 4 と同じ構成要素には同符号を付けて構成要素に対する説明は省略する。

選択部 2 7 f は、ずれ検出手段 2 9 a がずれ量を検出している区間は、ゼロを選択して、出力ゼロをループフィルタ 2 7 c へ送信し、この間のフィードバック制御を無効にさせる（キャリア再生手段 2 7 - 1 の動作を止める）。また、ずれ検出手段 2 9 a がずれ量の検出を終了した場合は、位相比較器 2 7 b からの出力を選択して通常のフィードバック制御を有効にする。

【 0 0 6 2 】

加算器 2 7 g は、ずれ検出手段 2 9 a から出力されたずれ量とループフィルタ 2 7 c の値とを加算して加算値（第 1 の実施の形態よりも広くなった引き込み範囲を示す）を数値制御発振器 2 7 d へ送信する。

【 0 0 6 3 】

次に動作について説明する。図 1 5 は第 2 の実施の形態の動作イメージを示す図である。横軸に周波数をとる。また、周波数 f_0 を、キャリア再生手段 2 7 - 1 が最終的に合わせるべき周波数とし、最初の引き込み範囲を図の H とする。

【 0 0 6 4 】

第 2 の実施の形態では周波数補正值 Δf （H よりも大きい値）を順に更新していく。この場合、図のような状態では、ポイント P b が最も C/N 値が高い値となり、ポイント P b の周波数 f_{pb} が最適周波数補正值となる。

【 0 0 6 5 】

ずれ検出手段 2 9 a は、最適周波数補正值と引き込み範囲 H の最小値 H_{min} との間のずれ量 Δh_b を検出して、このずれ量 Δh_b をキャリア再生手段 2 7 - 1 に与える。このため、キャリア再生手段 2 7 - 1 の引き込み範囲は H から $(H + \Delta h_b)$ と広がる。したがって、キャリア再生手段 2 7 - 1 は、引き込み範囲 $(H + \Delta h_b)$ で引き込み動作を行って、周波数ずれを最終的に補正して周波数 f_0 に合わせる。

【 0 0 6 6 】

以上説明したように、第 2 の実施の形態では、第 1 の実施の形態の時のキャリア再生手段 2 7（引き込み範囲 H）の引き込み範囲より大きい値の周波数補正值で周波数補正を行い、決定した最適周波数補正值と引き込み範囲 H の最小値 H_{min} とのずれ量 Δh_b を検出する。そして、引き込み範囲を H から $(H + \Delta h_b)$ と広くして、引き込み範囲 $(H + \Delta h_b)$ のキャリア再生手段 2 7 - 1 で引き込み動作を行ってキャリア再生を行う構成とした。

【 0 0 6 7 】

このように、第 2 の実施の形態では、第 1 の実施の形態と比べて周波数補正值を大きな値で更新していくために、更新回数が減り、より短時間に復調を行うこ

とが可能になる。

【0068】

次に第3の実施の形態の復調装置について説明する。図16は第3の実施の形態の構成を示す図である。図1と同じ構成要素には同符号を付けて構成要素に対する説明は省略する。

【0069】

周波数補正值出力手段22-2は、最適周波数補正量が決定するまでは、キャリア再生手段27の引き込み範囲以上の幅で周波数補正值を更新する。そして、最適周波数補正值が決定した後は、同期検出信号（SYNC信号）にもとづいて、引き込み範囲より小さい幅で周波数補正值を更新する。

【0070】

図17は第3の実施の形態の動作イメージを示す図である。横軸に周波数をとる。また、周波数 f_0 を、キャリア再生手段27が最終的に合わせるべき周波数とし、引き込み範囲を図のHとする。

【0071】

第3の実施の形態では、最初に、引き込み範囲Hよりも大きい値の周波数補正值 $\Delta f_{大}$ を順に更新していく。この場合、図のような状態では、ポイントP_cが最もC/N値が高い値となり、ポイントP_cの周波数 $f_{p c}$ が最適周波数補正值となる。

【0072】

ところが、まだこの段階では最適周波数補正值 $f_{p c}$ は、引き込み範囲H内には入っていないため、キャリア再生手段27は引き込めない。したがって、本発明の第3の実施の形態では、最適周波数補正值 $f_{p c}$ を決定した後は、さらにポイントP_cから引き込み範囲Hよりも小さい周波数補正值 $\Delta f_{小}$ 値で順に更新していく。

【0073】

そして、周波数補正值 $\Delta f_{小}$ で更新していった、最初に引き込み範囲H内に入った周波数 f_1 を求める。周波数 f_1 と周波数 f_0 とのずれ $\Delta h c$ は、キャリア再生手段27の引き込み範囲H内にある。このため、キャリア再生手段27が引

き込むことができ、周波数ずれの最終補正を行ってキャリア再生を行う。

【0074】

なお、動作制御としては、 C/N の最大値を検出して最適周波数補正值を見つけるまでは、第2の実施の形態と同様である。そして、周波数補正值出力手段22-2が同期検出手段28からのSYNC信号の状態を監視して、SYNC信号が“L”であれば、最適周波数補正值でもまだ同期がとれていないと判断して、引き込み範囲Hよりも小さい周波数補正值を、SYNC信号が“H”となるまで更新する。

【0075】

以上説明したように、第3の実施の形態では、第2の実施の形態と同様に、引き込み範囲Hより大きい周波数補正值で周波数補正して、最適周波数補正值を決定する。そして、最適周波数補正值でも引き込めない場合には、同期検出手段28のSYNC信号の状態にもとづいて、引き込み範囲よりも小さい周波数補正值を更新してキャリア再生を行う構成とした。このように、段階的に周波数補正值の値を小さくしていった更新していくために、従来と比べてより短時間に復調を行うことが可能になる。

【0076】

次に C/N 検出の切替え制御について説明する。上記では、キャリアずれに依存しているシンボルから C/N を検出することで、キャリア再生に対する効率のよい引き込み制御について説明してきた。

【0077】

一方、本発明の復調装置は、衛星放送受信機などに適用される。衛星放送受信機では、電波を受信するアンテナの向きを C/N の大小で調整したりする（例えば、テレビ画面のモニタ値を見ながら、ユーザがアンテナの向きを調整する）。このような場合に必要な C/N は、キャリアずれに依存しない C/N である。したがって、キャリアずれに依存する復調制御時の C/N と、キャリアずれに依存しない C/N との切替え制御を行うことが必要である。

【0078】

図18は C/N 検出の切替え制御を示す構成例である。なお、 C/N 検出手段

25の周辺ブロックのみを示し、図1と同じ構成要素には同符号を付けて構成要素の説明は省略する。

【0079】

セクタ2aは、キャリア再生前にはタイミング再生手段24からの出力信号を選択し、キャリア再生後にはキャリア再生手段27の出力信号を選択して、選択した信号をC/N検出手段25へ送信する。なお、入力切替えはセレクト信号にもとづいて行う。

【0080】

図19はC/N検出の切替え制御を示す構成例である。図はC/N検出手段25の周辺ブロック及びキャリア再生手段27-2の内部構成を示している。図1、図4と同じ構成要素には同符号を付けて構成要素の説明は省略する。

【0081】

C/N検出手段25は、キャリア再生手段27-2の第1の出力に接続しており、同期検出手段28にはキャリア再生手段27-2の第2の出力が接続している。また、キャリア再生手段27-2の内部には、あらたにセクタ2bが設置されている。セクタ2bは、キャリア再生前には複素乗算器27aの入力信号を選択してC/N検出手段25に出力し、キャリア再生後には複素乗算器27aの出力信号を選択してC/N検出手段25に出力する。なお、入力切替えはセレクト信号にもとづいて行う。

【0082】

以上説明した図18、図19の構成により、キャリアずれに依存する復調制御時のC/Nと、キャリアずれに依存しないC/Nとの切替え制御を効率よく行うことが可能になる。

【0083】

次に本発明の復調装置を適用した放送システム及び放送受信装置について説明する。図20は放送システムの概略構成を示す図である。放送システム1は、放送送信装置100、テレビ受像機5が接続する放送受信装置200、衛星3とから構成される。

【0084】

放送送信装置 1 0 0 に対し、変調手段 1 0 1 は、送信すべき信号を変調して変調信号を生成する。アップコンバータ 1 0 2 は、変調信号を無線信号に変換する。送信手段 1 0 3 は、無線信号をアンテナ 1 0 0 a を通じて衛星 3 へ向けて送信する。

【 0 0 8 5 】

放送受信装置 2 0 0 に対し、受信手段 2 0 1 は、衛星 3 から地上へ向けて送信された信号をアンテナ 2 0 0 a を通じて受信し、LNA (Low Noise Amplifier) で増幅する。ダウンコンバータ 2 0 2 は、増幅された受信信号の周波数変換 (中間周波数帯への変換) を行い、BPF (バンドパスフィルタ) で帯域制限して、復調すべき信号を生成する。

【 0 0 8 6 】

復調装置 2 0 3 (上述した第 1 ~ 第 3 の実施の形態の構成を有する) は、ダウンコンバータ 2 0 2 から出力される、送信側で変調された信号の復調制御を行う。その後は、デコーダ部 (図示せず) で MPEG の動画像再生処理等を行って、再生データを生成し、テレビ受像機 5 へ送信する。また、テレビ受像機 5 は、再生された信号を表示する。

【 0 0 8 7 】

以上説明したように、本発明によれば、シンボル周波数を超える大きなキャリア周波数ずれが存在する場合でも迅速に復調を行うことが可能になる。また、復調後の C/N の出力が、キャリア周波数ずれの量に依存しないように制御することが可能になる。

【 0 0 8 8 】

なお、上記の説明では、復調装置の適用例として、衛星通信の受信装置に適用したが、衛星通信以外の無線受信装置に幅広く適用することが可能である。

【 0 0 8 9 】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明の復調装置は、タイミング再生後のシンボルから C/N を検出して、C/N が最も高い値の時の周波数補正值を最適周波数補正值とし、この最適周波数補正值により周波数補正及びタイミング再生された信号の

周波数ずれを最終的に補正してキャリア再生を行う構成とした。これにより、復調にかかる時間を短縮し、高品質で効率のよい復調制御を行うことが可能になる。

【 0 0 9 0 】

また、本発明の放送システムは、放送受信側で、タイミング再生後のシンボルから C/N を検出して、 C/N が最も高い値の時の周波数補正値を最適周波数補正値とし、この最適周波数補正値により周波数補正及びタイミング再生された信号の周波数ずれを最終的に補正してキャリア再生を行う構成とした。これにより、復調にかかる時間を短縮し、高品質で効率のよい放送通信を行うことが可能になる。

【 0 0 9 1 】

さらに、本発明の放送受信装置は、タイミング再生後のシンボルから C/N を検出して、 C/N が最も高い値の時の周波数補正値を最適周波数補正値とし、この最適周波数補正値により周波数補正及びタイミング再生された信号の周波数ずれを最終的に補正してキャリア再生を行う構成とした。これにより、復調にかかる時間を短縮し、高品質で効率のよい放送受信制御を行うことが可能になる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の復調装置の原理図である。

【図 2】

復調装置の動作を示すフローチャートである。

【図 3】

復調装置の動作を示すフローチャートである。

【図 4】

キャリア再生手段の構成を示す図である。

【図 5】

キャリアずれに依存しているタイミング再生手段の出力のコンスタレーションを示す図である。

【図 6】

キャリアずれに依存しているタイミング再生手段の出力のコンスタレーションを示す図である。

【図 7】

キャリアずれに依存しているタイミング再生手段の出力のコンスタレーションを示す図である。

【図 8】

キャリアずれに依存しているタイミング再生手段の出力のコンスタレーションを示す図である。

【図 9】

コンスタレーション上でのキャリアずれと C/N の関係を示す図である。

【図 1 0】

C/N 検出手段の構成例を示す図である。

【図 1 1】

キャリアずれと C/N 検出回路の出力との関係のシミュレーション結果を示す図である。

【図 1 2】

第 1 の実施の形態の動作イメージを示す図である。

【図 1 3】

第 2 の実施の形態の構成を示す図である。

【図 1 4】

第 2 の実施の形態のキャリア再生手段の構成を示す図である。

【図 1 5】

第 2 の実施の形態の動作イメージを示す図である。

【図 1 6】

第 3 の実施の形態の構成を示す図である。

【図 1 7】

第 3 の実施の形態の動作イメージを示す図である。

【図 1 8】

C/N 検出の切替え制御を示す構成例である。

【図 1 9】

C/N 検出の切替え制御を示す構成例である。

【図 2 0】

放送システムの概略構成を示す図である。

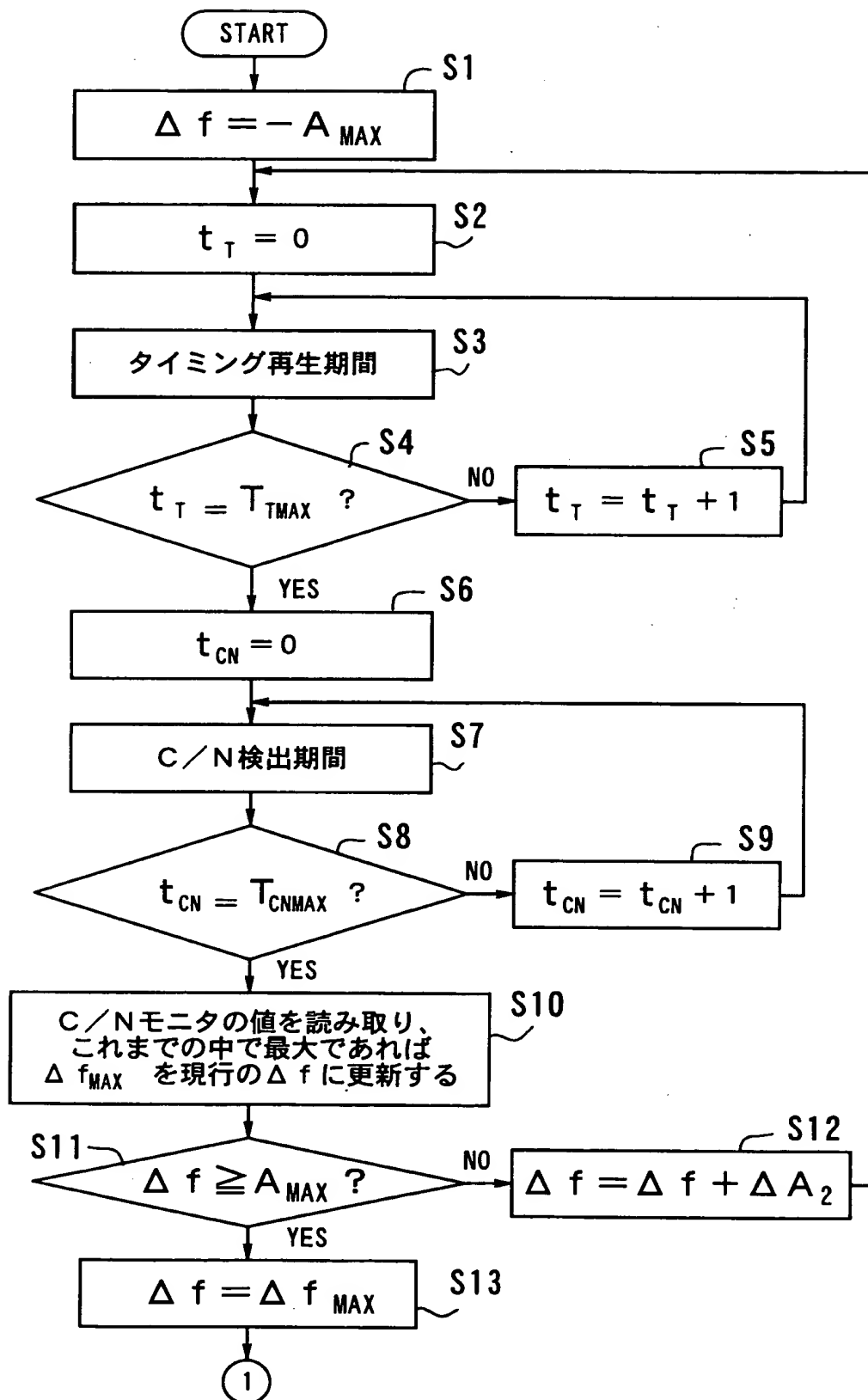
【図 2 1】

従来の P S K 復調機の概略構成を示す図である。

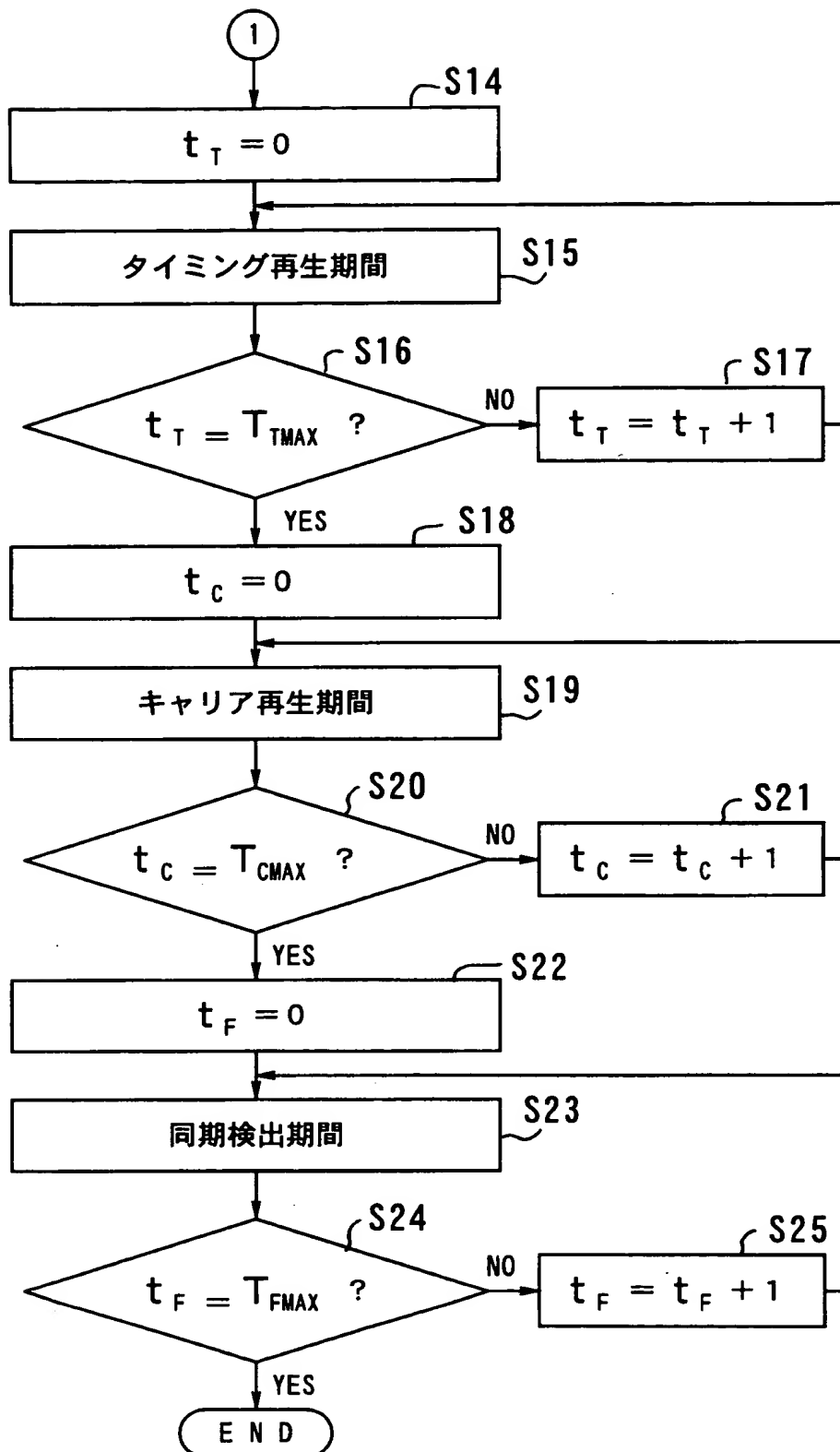
【符号の説明】

- 2 0 復調装置
- 2 1 デジタル信号生成手段
- 2 2 周波数補正值出力手段
- 2 3 周波数補正手段
- 2 4 タイミング再生手段
- 2 5 C/N 検出手段
- 2 6 最適周波数補正值決定手段
- 2 7 キャリア再生手段
- 2 8 同期検出手段
- 2 1 0 a ローカルオシレータ
- 2 1 0 b $\pi/2$ 移相器
- 2 1 1 a、2 1 1 b 乗算器
- 2 1 2 a、2 1 2 b L P F
- 2 1 3 a、2 1 3 b A/D 変換器
- Δf 周波数補正值
- Δf_{MAX} 最適周波数補正值

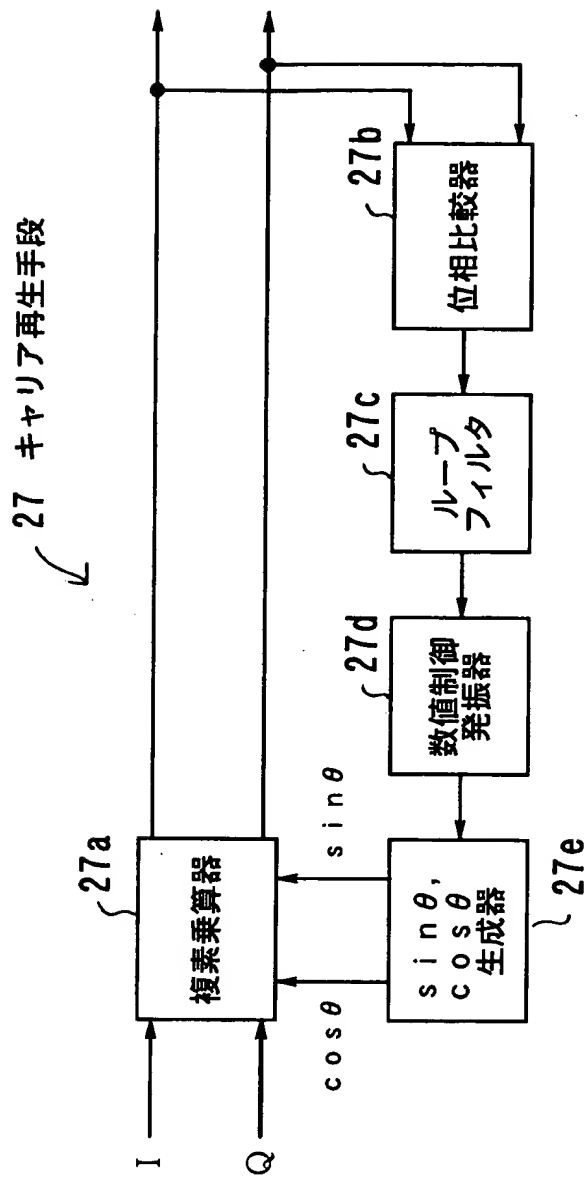
【図2】



【図 3】

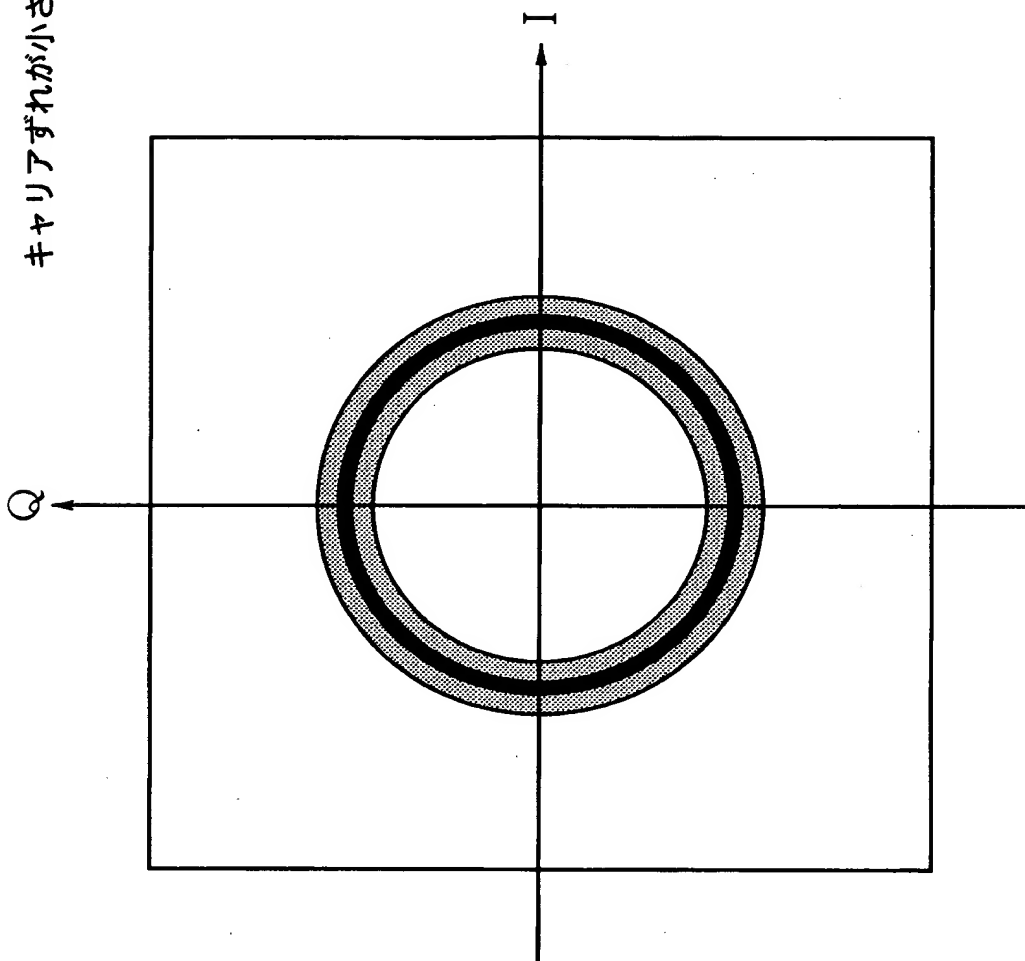


【図 4】

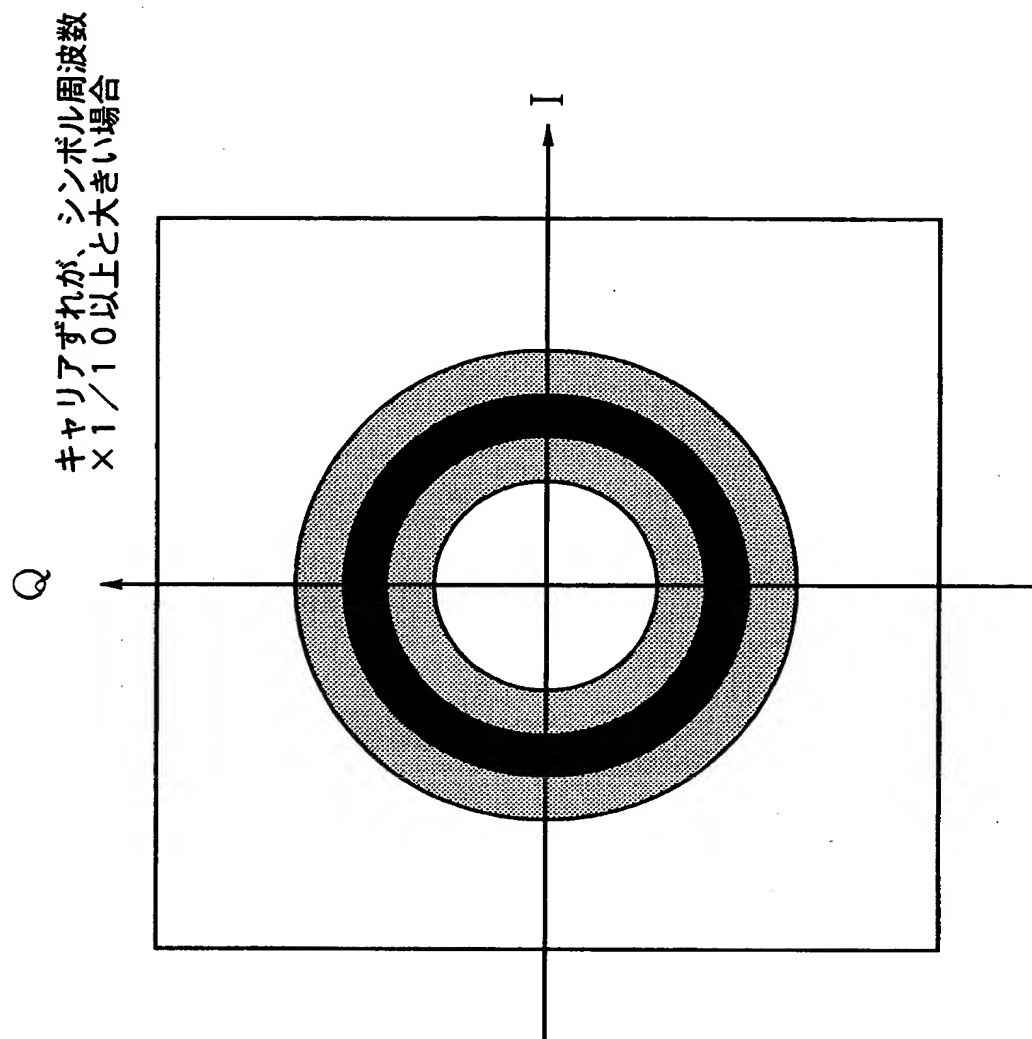


【図 5】

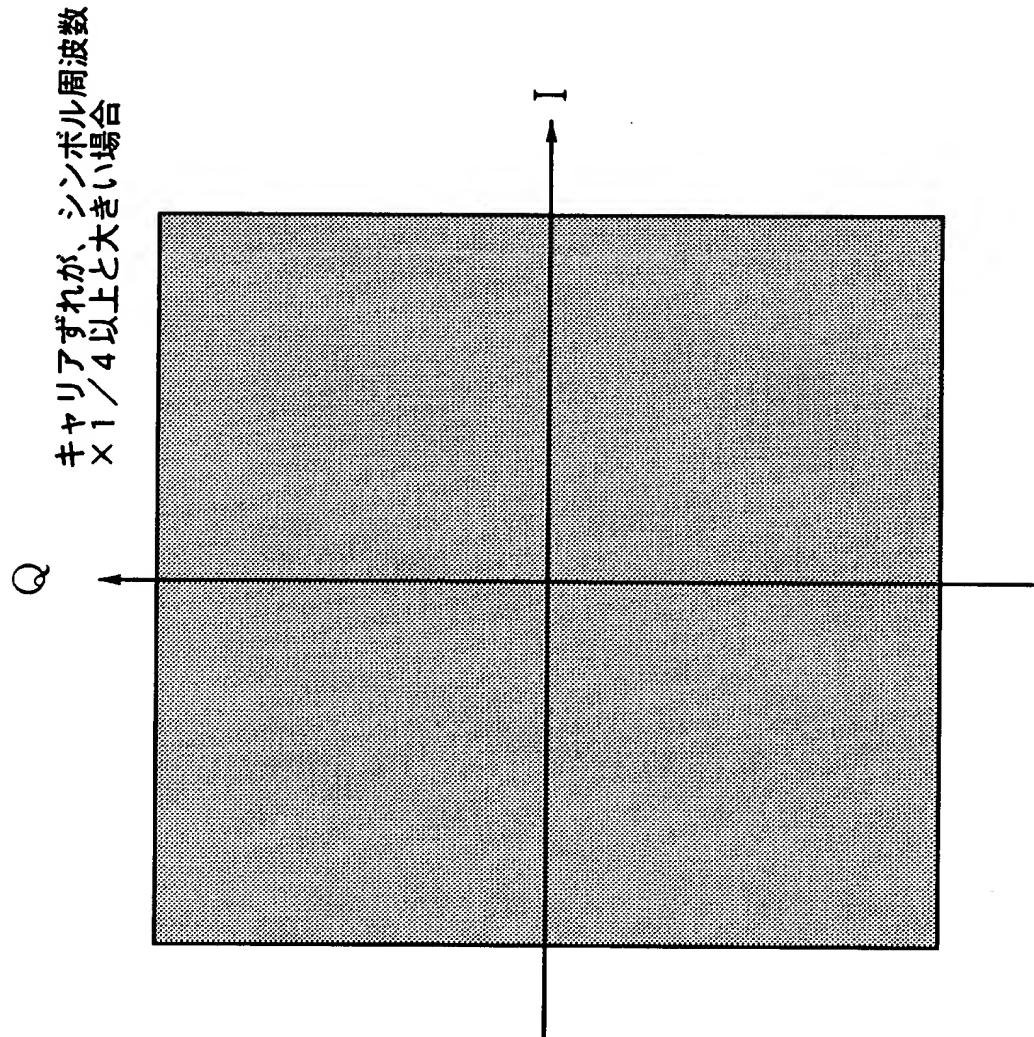
キャリアずれが小さい場合



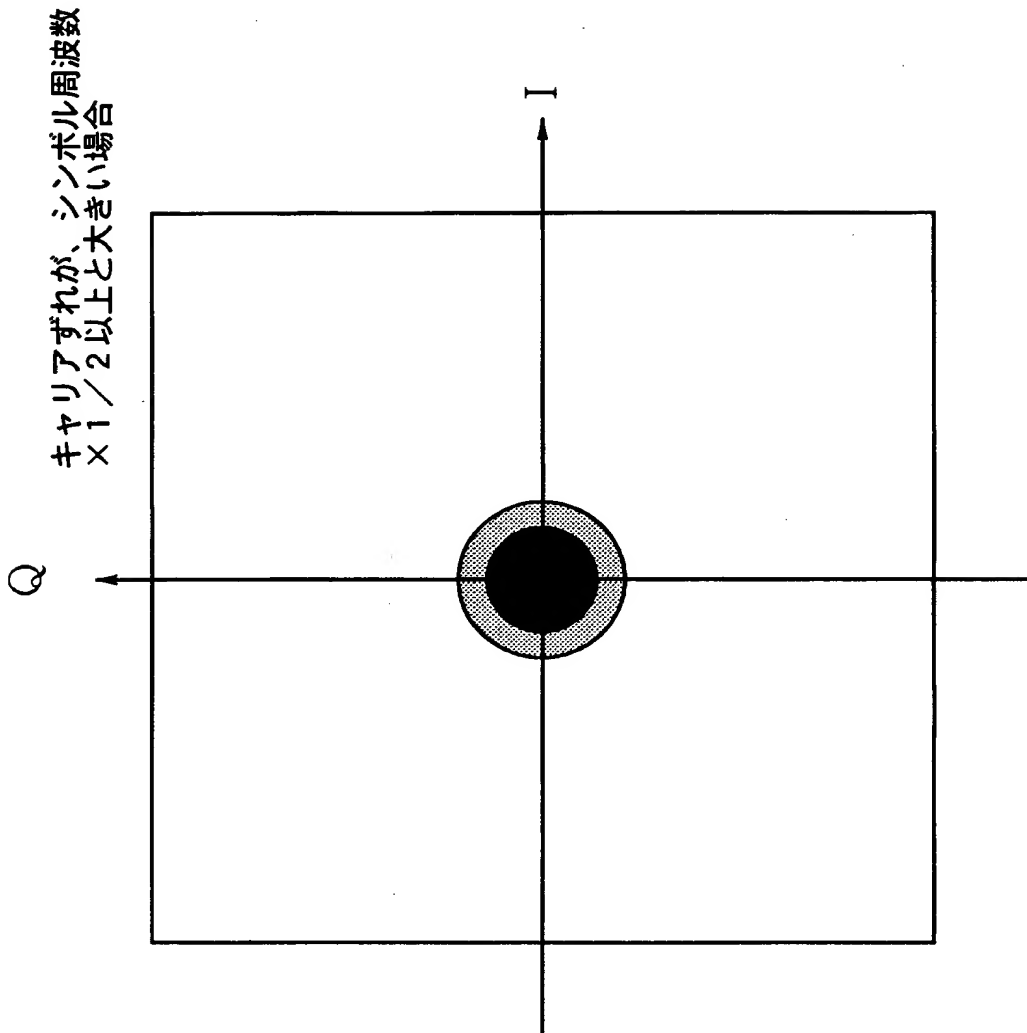
【図 6】



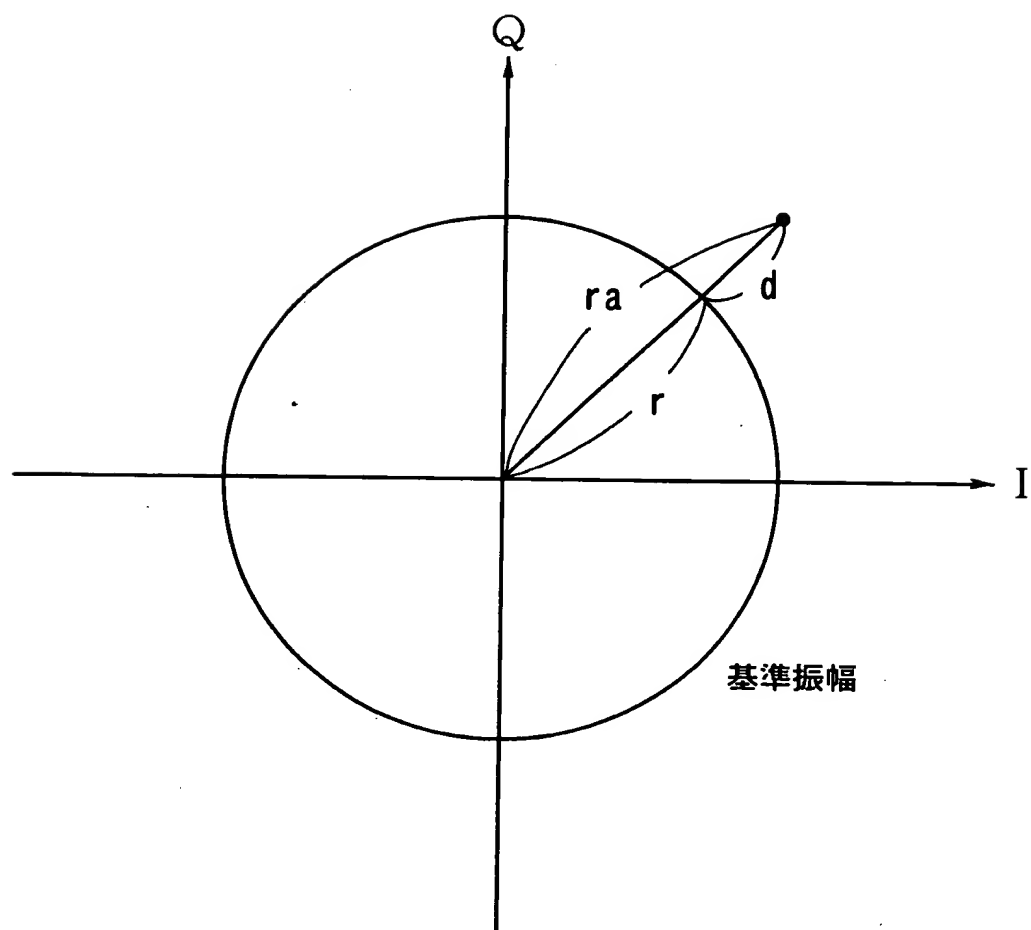
【図 7】



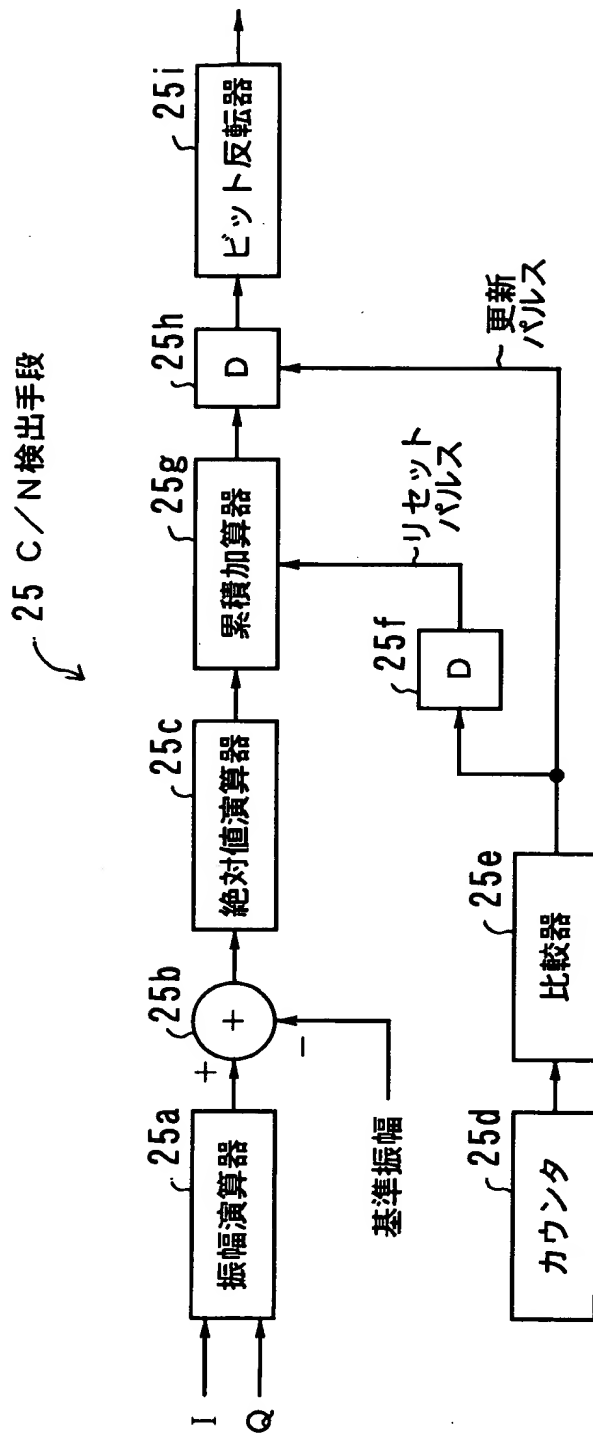
【図 8】



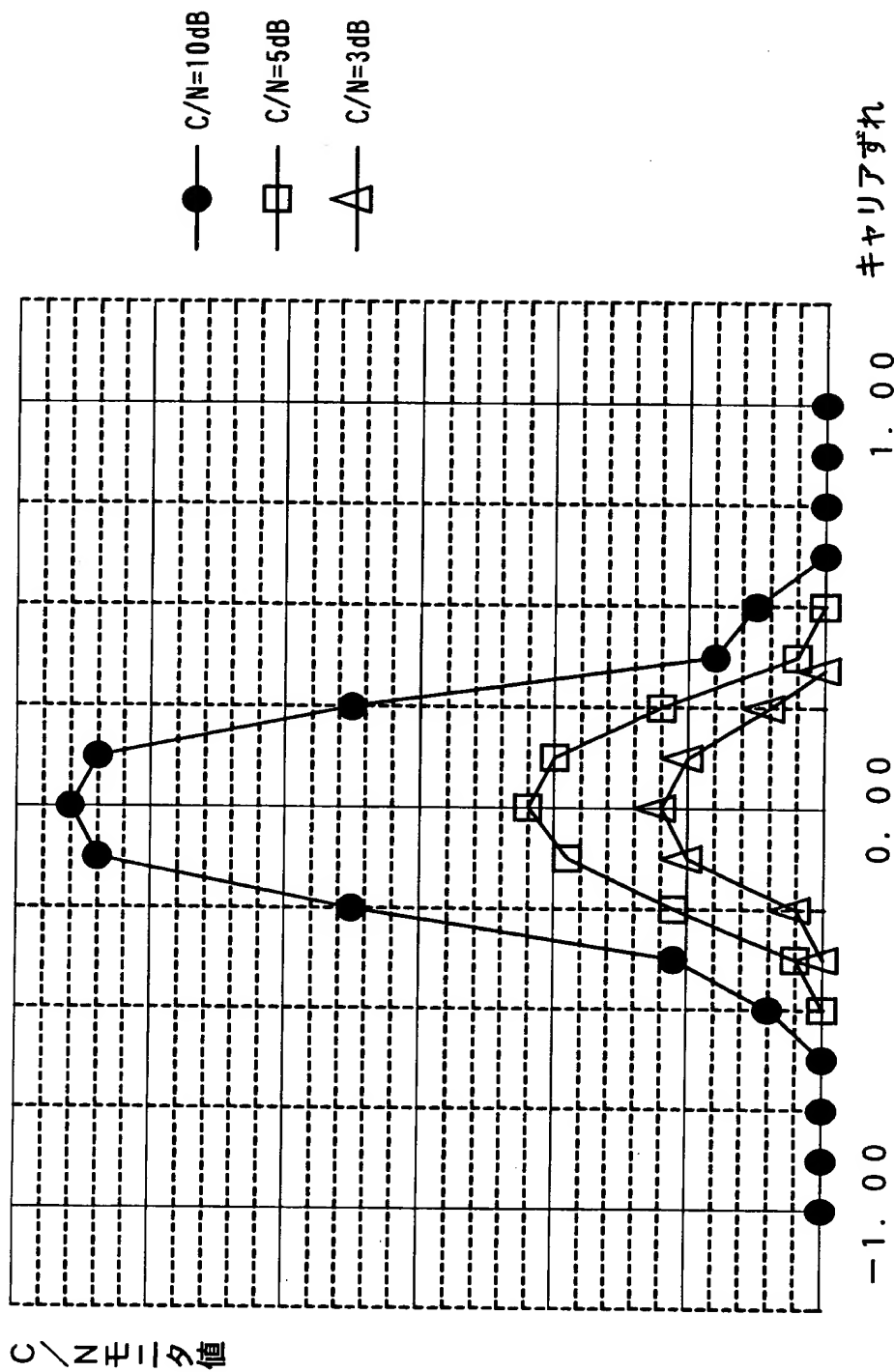
【图9】



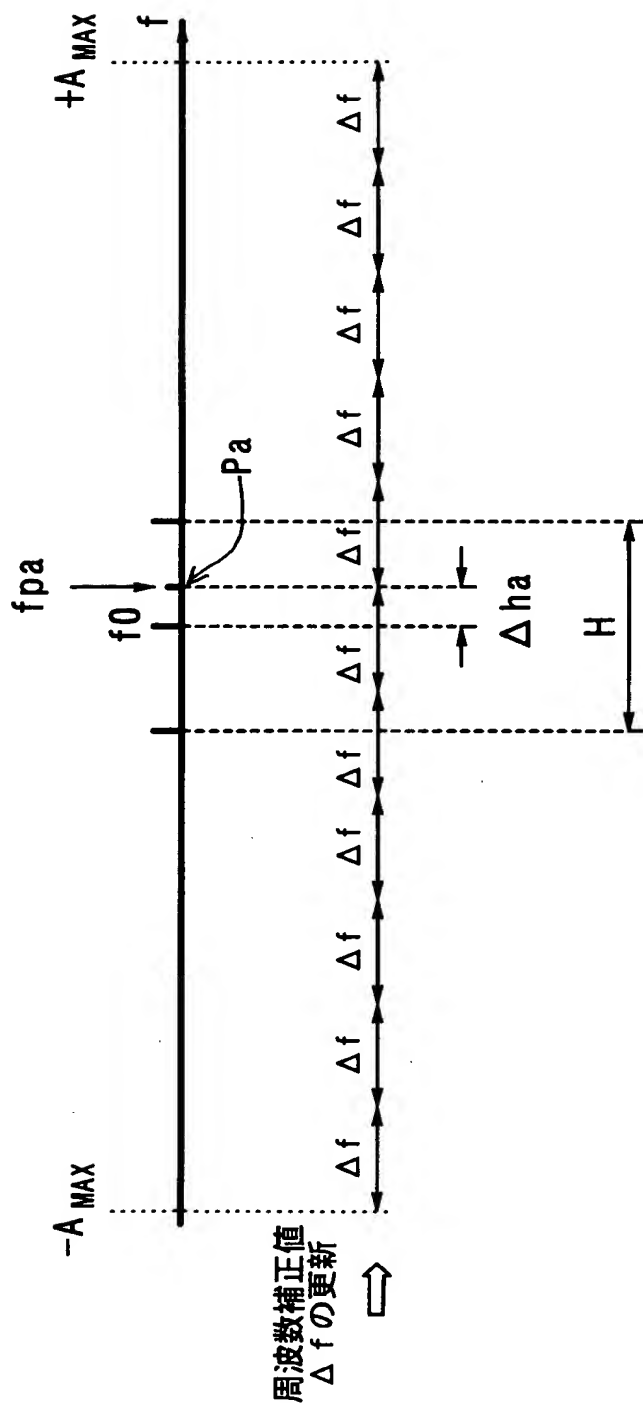
【図10】



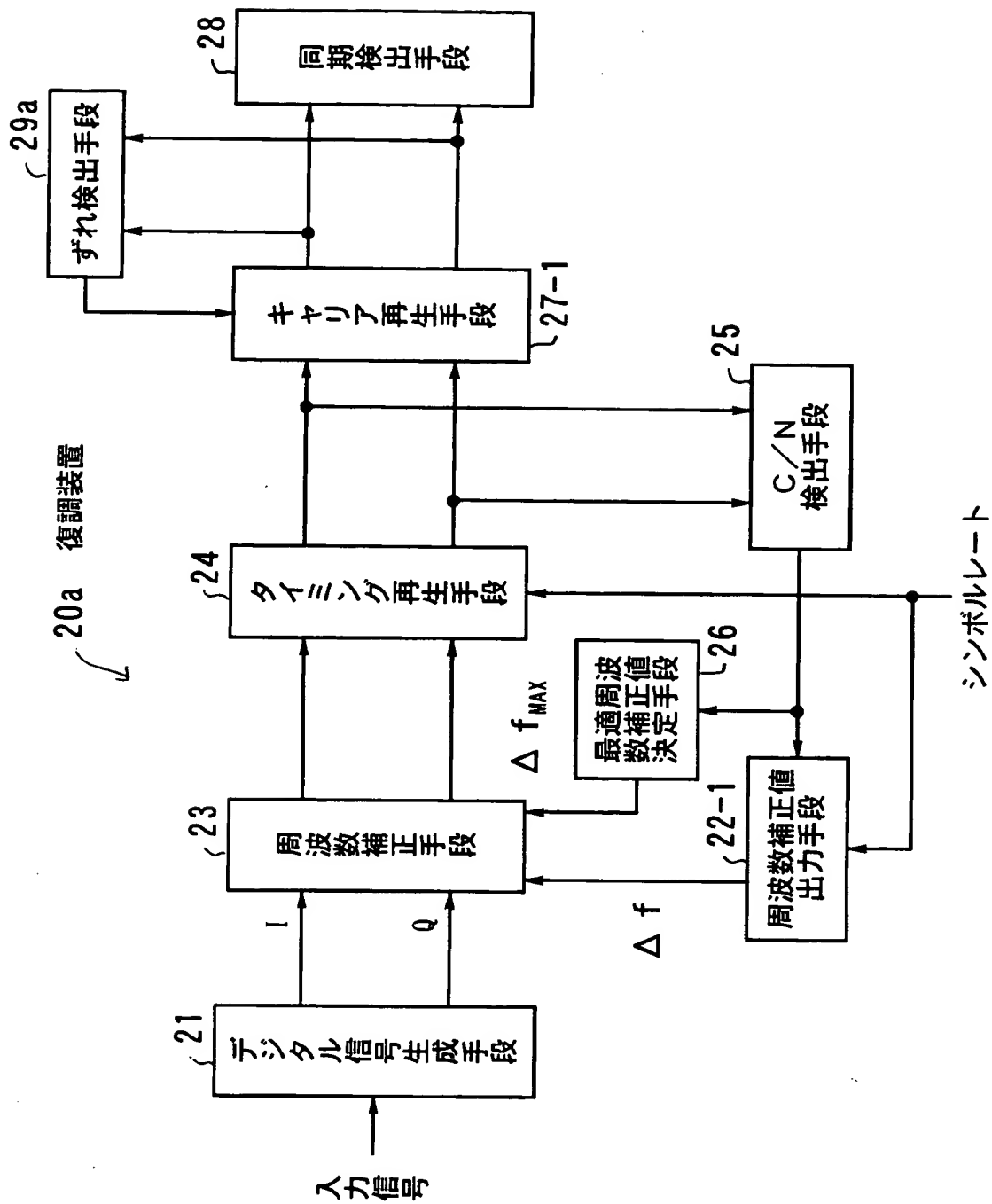
【図 11】



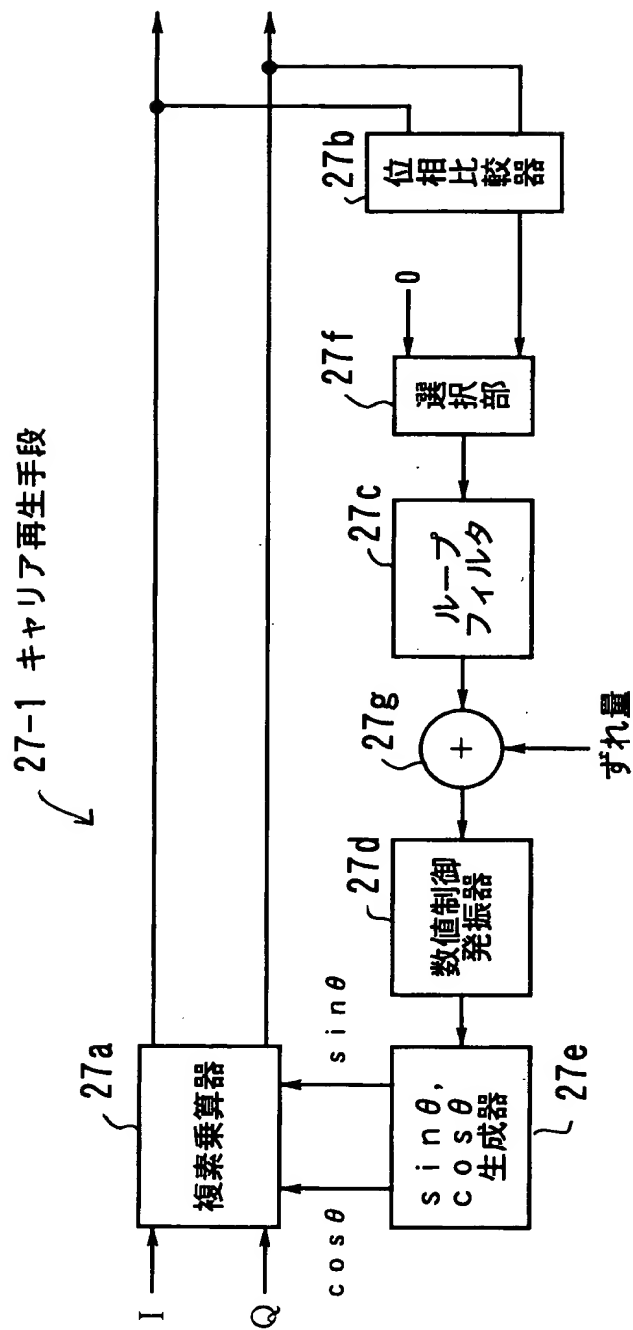
【図 12】



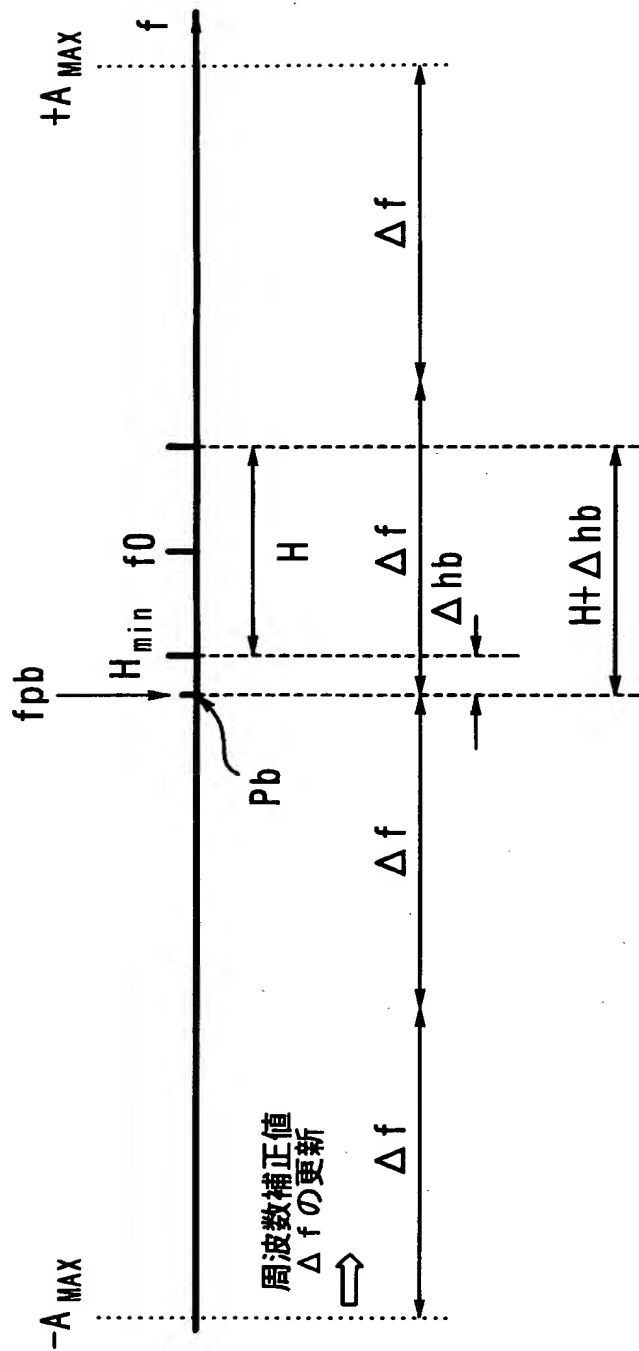
【図 13】



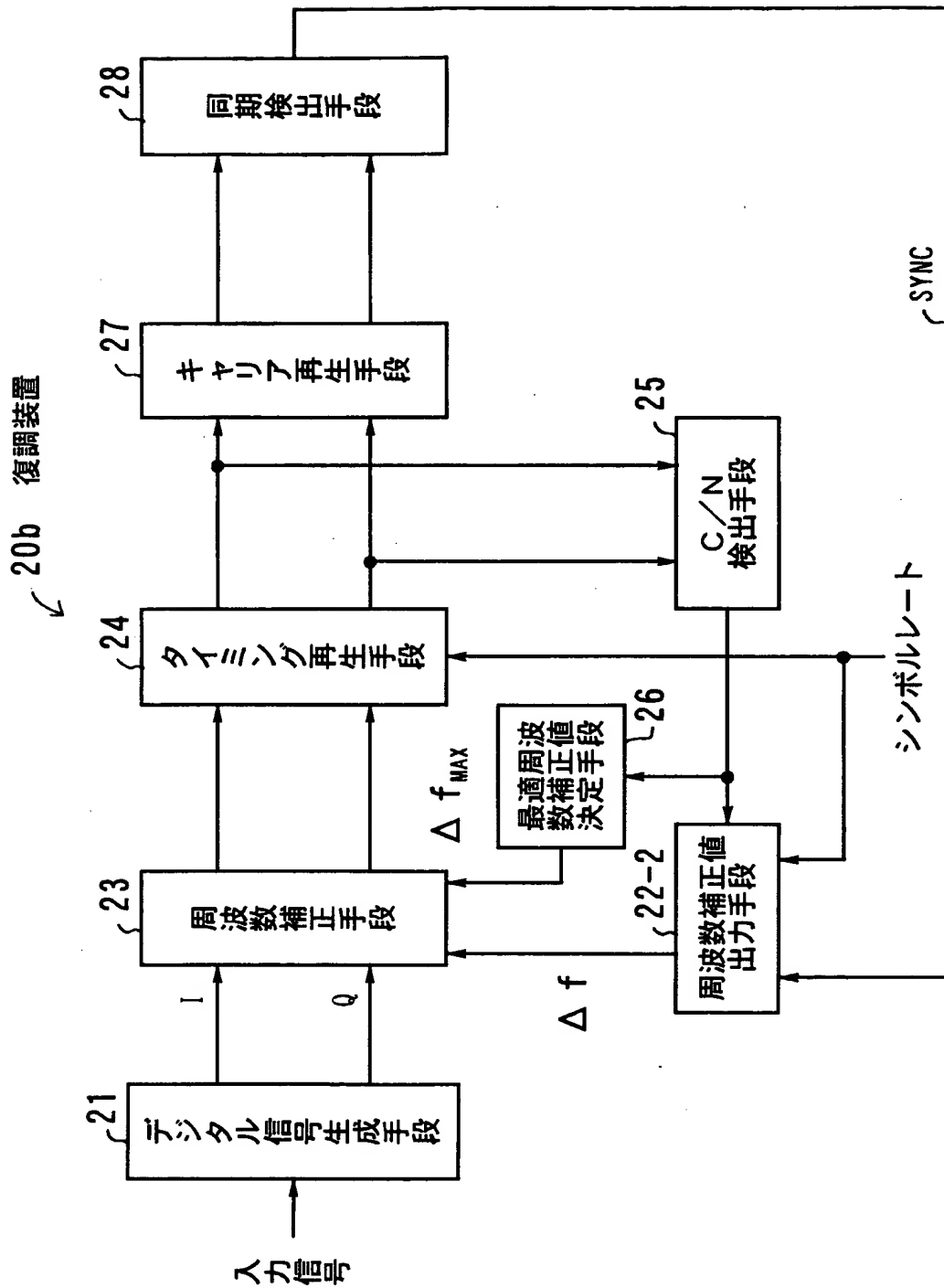
【図 14】



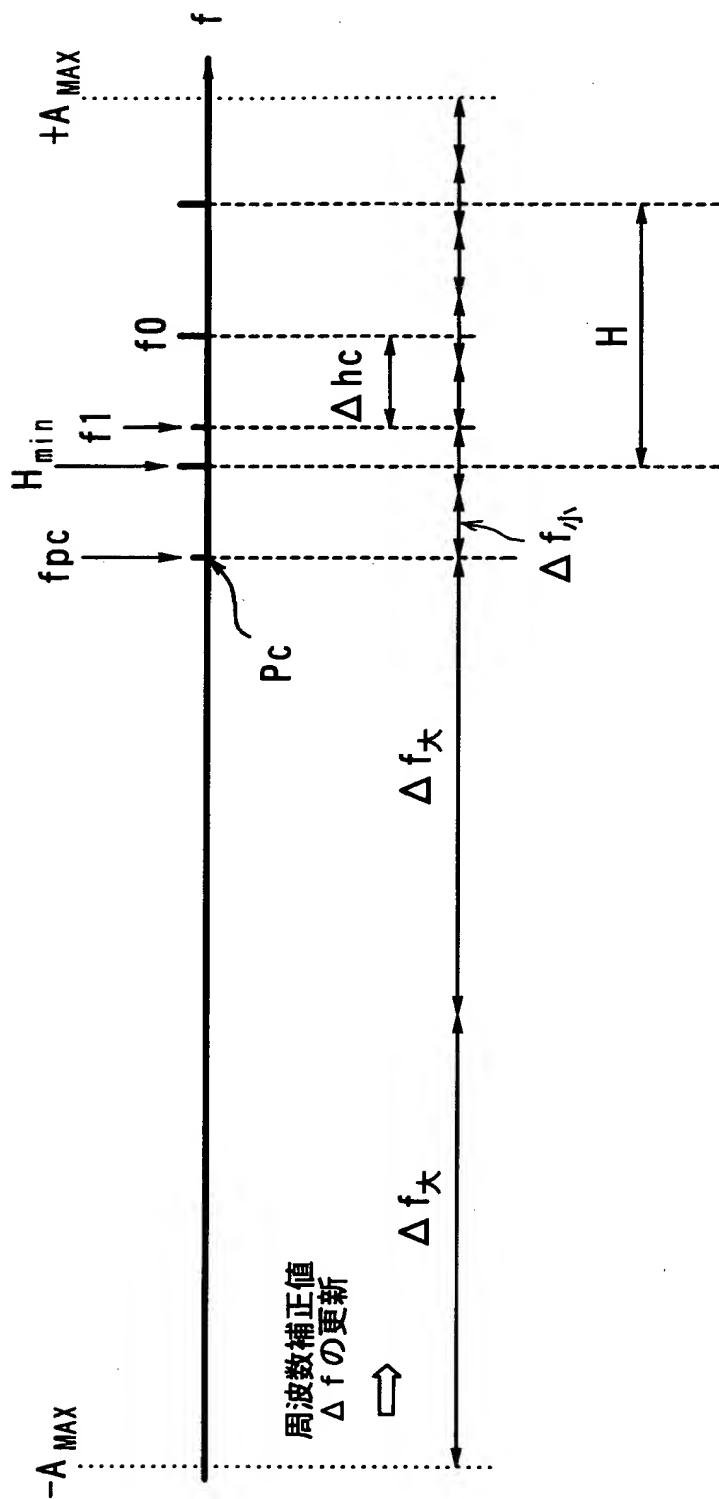
【図15】



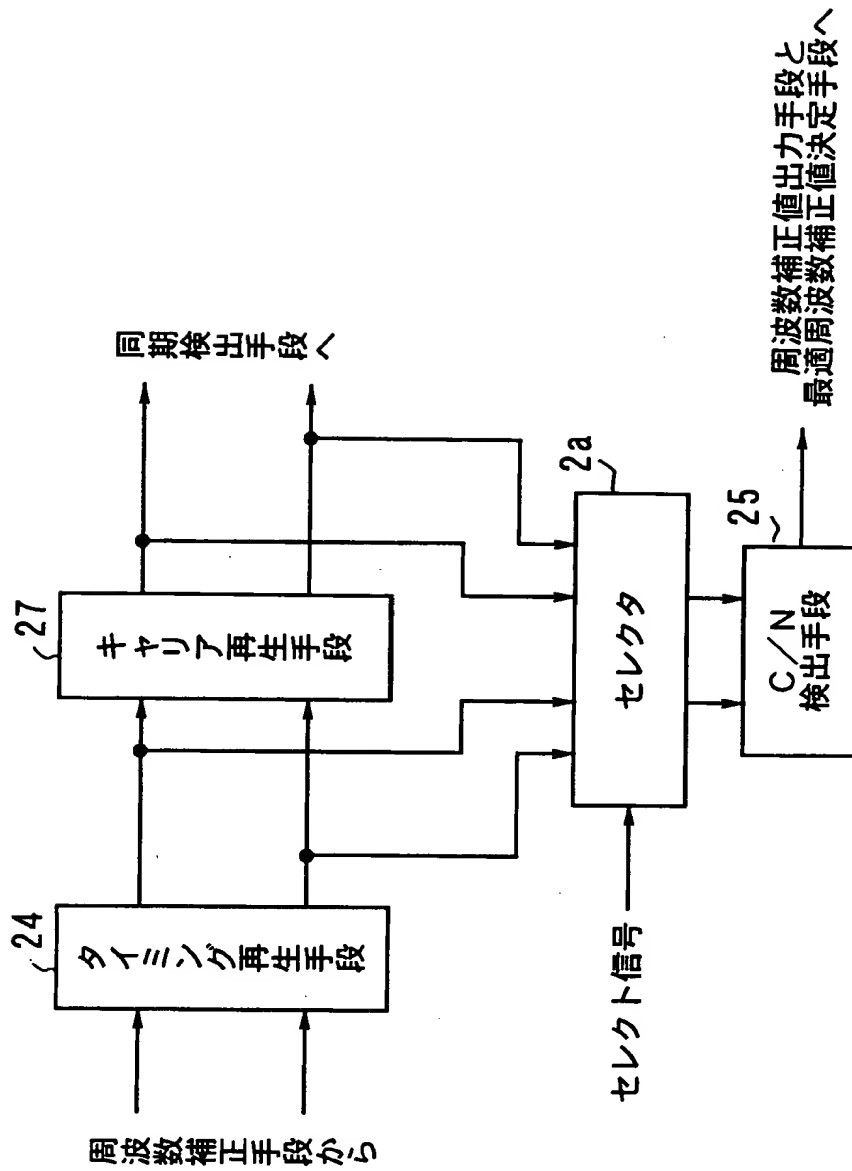
【図 16】



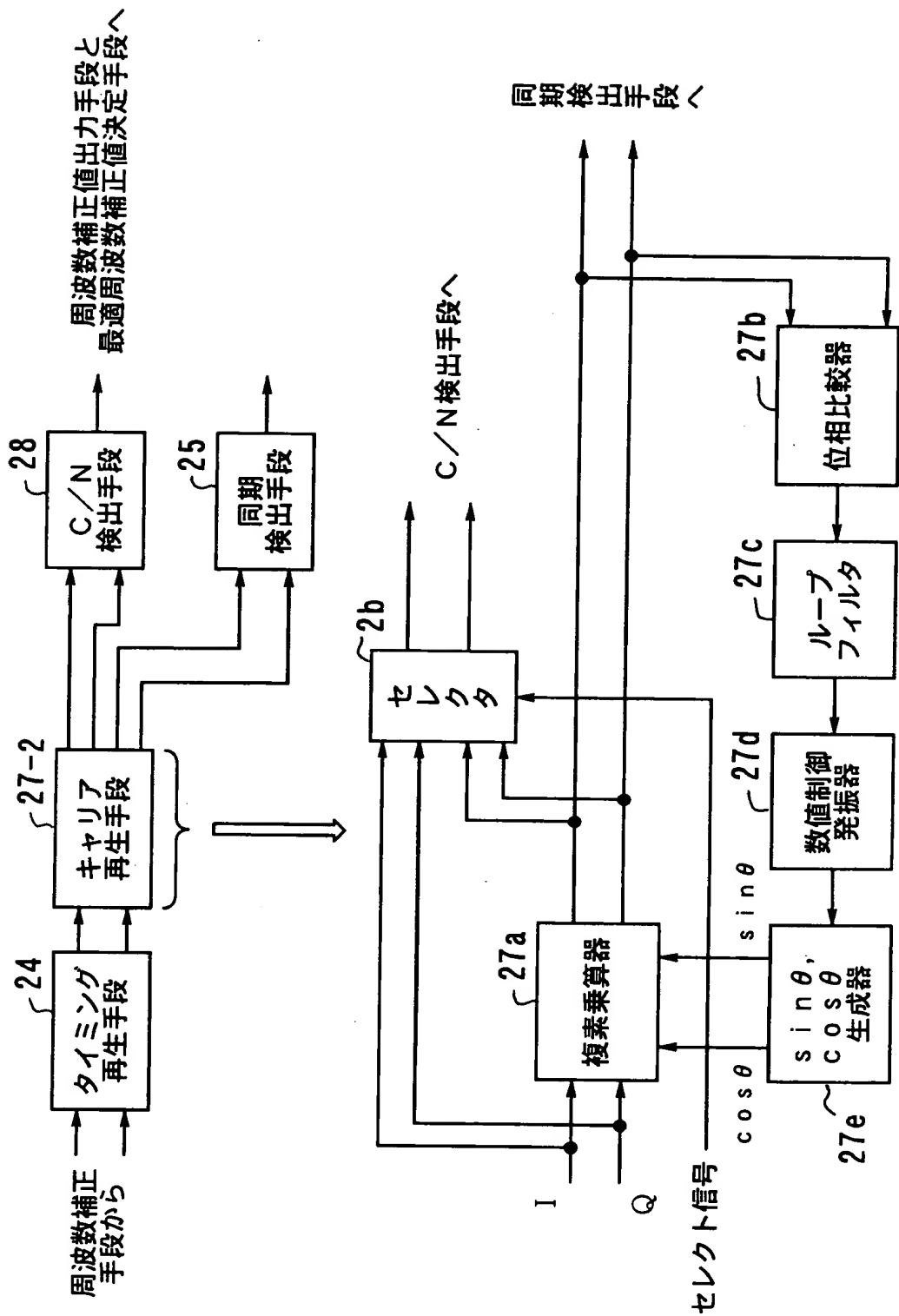
【図 17】



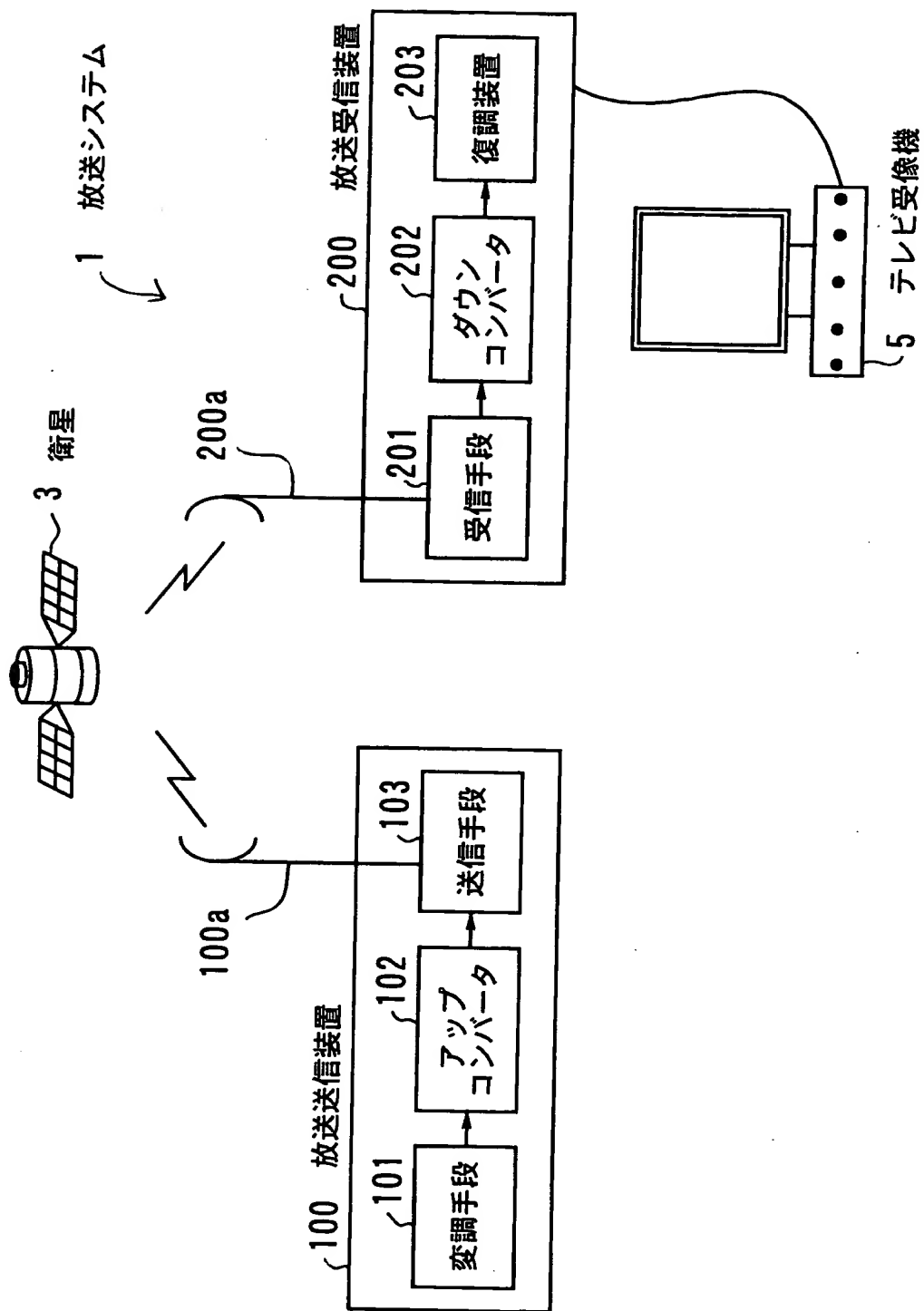
【図18】



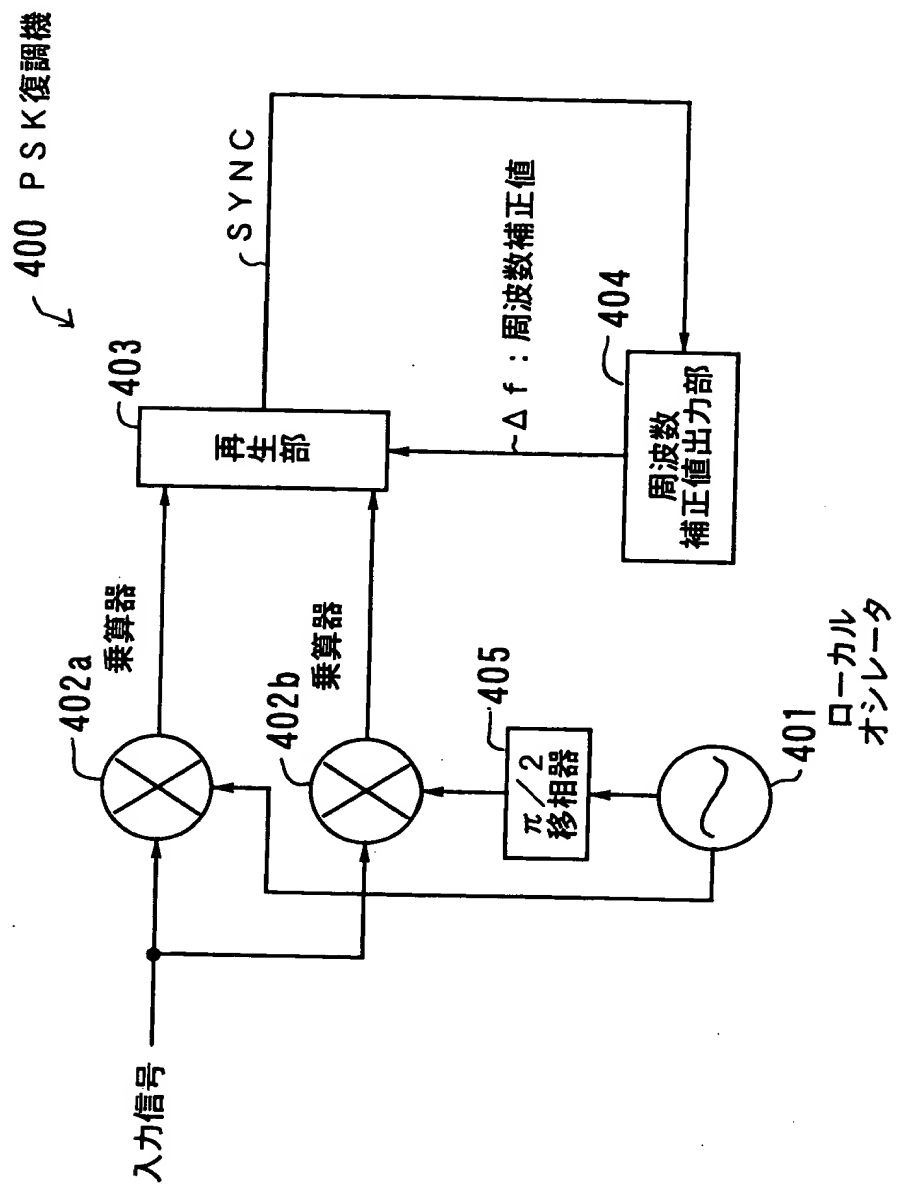
【図19】



【図20】



【図 2 1】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 復調にかかる時間を短縮し、高品質で効率のよい復調制御を行う。

【解決手段】 デジタル信号生成手段 2 1 は、変調された入力信号から位相軸に対応したデジタル信号を生成する。周波数補正值出力手段 2 2 は、周波数補正值を出力する。周波数補正手段 2 3 は、周波数補正值にもとづいて、デジタル信号に周波数オフセットを与えて周波数補正信号を生成する。タイミング再生手段 2 4 は、周波数補正信号のシンボルタイミングを抽出して、タイミング再生を行う。C/N検出手段 2 5 は、シンボルからC/Nを検出する。最適周波数補正值決定手段 2 6 は、C/Nが最も高い値の時の周波数補正值を最適周波数補正值とする。キャリア再生手段 2 7 は、最適周波数補正值により周波数補正及びタイミング再生された信号の周波数ずれを最終的に補正してキャリア再生を行う。同期検出手段 2 8 は、シンボルのエラー訂正を行い、ユニークワードを検出する。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 5 2 2 3]

1. 変更年月日 1 9 9 6 年 3 月 2 6 日

[変更理由] 住所変更

住 所 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号

氏 名 富士通株式会社